IOAN ȘORA ◆ VLAD VĂZDĂUȚEANU ◆ VASILE COITA ◆ DORIN POPOVICI

Utilizări ale energiei electrice

EDITURA FACLA

IOAN ŞORA
VLAD VĂZDĂUŢEANU
VASILE COITA
DORIN POPOVICI

UTILIZĂRI ALE ENERGIEI ELECTRICE

Coperta : NICOLAE SÎRBU

Redactor : ION ILIN
Tehnoredactor : IOAN I. IANCU

Bun de tipar : 29.07.1983.
Apărut 1983.
Coli tipar : 22.

Întreprinderea poligrafică „Banat"
Timișoara, Calea Aradului nr. 1.
Comanda nr. 77.

IOAN ŞORA
VLAD VĂZDĂUŢEANU
VASILE COITA
DORIN POPOVICI

UTILIZĂRI ALE ENERGIEI ELECTRICE

EDITURA FACLA
Timişoara, 1983

Părinților noștri

PREFAȚĂ

Dintre multiplele posibilități de folosire ale energiei electrice, instalațiile electrice de utilizare specifice sistemelor de acționări electrice și tracțiunii electrice, electrotermiei și iluminatului electric au cea mai mare pondere în consumul total de energie electrică dintr-o economie națională. În corelare cu dinamica de dezvoltare a fiecărui domeniu în parte, în cadrul lucrării Utilizări ale energiei electrice *sînt prezentate probleme de bază ale proiectării, construcției și exploatării raționale, insistîndu-se asupra regimului economic de funcționare, astfel ca să fie posibilă o reducere a consumului specific de energie electrică necesar la realizarea proceselor tehnologice respective.*

În țara noastră există preocupări și realizări tehnice importante pentru o utilizare rațională, cu înaltă eficiență, a energiei electrice. Un obiectiv major al etapei actuale este economia de energie. Devin competitive acele instalații tehnologice de utilizare care se caracterizează printr-o înaltă tehnicitate și grad de automatizare, fiind cu un consum cît mai redus de energie, combustibili, materii prime și materiale.

Din Documentele Congresului al XII-lea și a Conferinței Naționale a partidului referitoare la dezvoltarea energeticii românești rezultă, în principal, necesitatea trecerii rapide a producției de energie electrică pe cărbune inferior, obținut din resursele proprii și reducerea producției de energie electrică din hidrocarburi. Pe de altă parte, se intensifică punerea în valoare a potențialului hidroenergetic național. O modificare structurală importantă în producția națională de energie electrică o constituie ponderea în creștere a energiei nucleare. De ase-

menea, în cursul actualului deceniu se va urmări extinderea utilizării surselor energetice noi și refolosibile; în anii 1983—1985 urmează să se acorde o atenție deosebită valorificării energiei solare, geotermale, biomasei, a energiei realizate din deșeuri menajere și industriale și a altor surse.

Strategia asigurării independenței energetice a țării noastre se fundamentează pe intensificarea eforturilor pentru dezvoltarea bazei naționale de surse energetice, pentru valorificarea superioară a resurselor energetice clasice, pentru punerea în valoare a altor surse de energie, îndeosebi neconvenționale, concomitent cu utilizarea cu maximă eficiență a energiei produse.

Lista bibliografică care însoțește lucrarea oferă indicații suplimentare.

Lucrarea se adresează specialiștilor din industrie, învățământ, cercetare, studenților, precum și tuturor celor interesați în utilizarea rațională a energiei electrice.

Lucrarea a fost coordonată de către prof. dr. ing. Ioan Șora. Materialul cuprins în carte a fost elaborat după cum urmează:

Prof. dr. ing. Ioan Șora: cap. 1, 2, 4, 5, colaborare §3.1.4, A, B.
Prof. dr. ing. Vlad Văzdăuțeanu: colaborare § 1.1.2.
Asist. ing. Vasile Coita: colaborare § 2.2; 3.1.1; 5.2.2.
Asist. dr. ing. Dorin Popovici: cap. 3, colaborare § 2.2.7.

Autorii aduc mulțumiri prof. dr. ing. Dan Comșa pentru recomandările făcute în calitate de referent științific.

Autorii

1. PROBLEME FUNDAMENTALE PRIVIND UTILIZAREA RAȚIONALĂ A ENERGIEI ELECTRICE

1.1. PROBLEME GENERALE DE REDUCERE A CONSUMULUI SPECIFIC DE ENERGIE

1.1.1. UNELE NOȚIUNI ȘI DEFINIȚII PRIVIND ENERGIA [1.8]

Exergia : mărimea, funcție de stare a unui sistem fizic, care caracterizează capacitatea de efectuare a lucrului mecanic maxim, pentru un sistem fizic, care schimbă energia sub diferitele forme.

Anergie (anexergie) : energia termică a unui sistem fizic aflat în echilibru termodinamic cu mediul înconjurător. Anergia reprezintă partea de energie fără posibilitatea de transformare în lucru mecanic.

Energia : mărimea, funcție de stare a unui sistem fizic, definită de suma echivalenților în lucru mecanic a acțiunilor sistemului asupra exteriorului cînd sistemul trece din starea dată într-o stare de referință ;

— mărimea asociată interacțiunii dintre două sisteme fizice, definită de echivalentul de lucru mecanic al acțiunii primului sistem asupra celui de-al doilea (energie transmisă).

Purtător de energie (agent energetic): sistemul fizico-chimic, care posedă sau prin transformări de stare poate acumula, transmite sau ceda energie.

Formă de energie: energia unui sistem fizic sau energia care se acumulează, se transmite sau se cedează de un sistem fizic altor sisteme și care depinde de anumite mărimi de stare (mecanice, termice, electrice, chimice etc.), sau care este numai asociată unor anumite clase de sisteme fizice cu proprietăți specifice. Energia chimică, energia mecanică, lumina, căldura și energia electrică sînt forme de energie necesare utilizatorilor în procese industriale de producție, în transport, gospodăria comunală și uzul casnic. Ele pot interveni și ca forme intermediare de energie în procesele de transformare. Denumirea formelor de energie este legată fie de modul de manifestare a ei, fie de purtătorul de energie (de exemplu: energie termică), fie de proveniența acesteia (de exemplu: energie nucleară, energie hidraulică, energie eoliană, energie solară).

Energia termică (căldură): energia conținută de un sistem fizic și care poate fi transmisă altui sistem fizic pe baza diferenței între temperatura sistemului care cedează energie și temperatura sistemului care primește energie (energia aburului, a apei calde sau fierbinți, a gazelor calde).

Energia mecanică: energia corpurilor care depinde numai de mase și de poziția lor, sau de mase și viteza lor.

Energia cinetică: energia unui sistem fizic în care intervin numai mărimile ce caracterizează starea de mișcare a corpurilor care alcătuiesc sistemul.

Energia potențială: energia pe care o posedă un sistem fizic datorită interacțiunilor ce depind numai de poziția relativă a corpurilor componente ale acelui sistem.

Energia chimică: energia care se degajă sau se absoarbe în reacțiile chimice sub alte forme de energie. Este determinată de componența și de structura chimică a substanțelor. Se exprimă ca diferența dintre energia produselor inițiale intrate în reacția chimică și energia produselor de reacție.

Energia solară: energia emisă de soare în întreg domeniul radiației sale electromagnetice. Energia solară stă la baza mai multor forme de energie de pe pămînt: energia hidraulică, eoliană, a combustibililor etc.

Energia hidraulică: energie mecanică, cinetică sau potențială a maselor de apă.

Energia eoliană: energie mecanică a maselor de aer în mișcare, în atmosferă.

Energia nucleară: energie caracteristică proceselor din interiorul nucleelor atomice.

Energia combustibililor: energia degajată prin arderea combustibililor.

Sursă de energie (sursă energetică): locul unde se află înmagazinată sau se manifestă în mod natural şi poate fi obţinută printr-un proces tehnologic;

— locul unde se produce o formă de energie sau un purtător de energie.

Resursă de energie (resursă energetică): purtător de energie care poate fi utilizat direct sau după transformări în vederea satisfacerii unei necesităţi energetice, în raport cu un nivel dat al tehnicii.

Energie primară: energia care poate fi obţinută, prin procesele care se produc într-un sistem energetic, din resursele naturale de energie.

Energia primară are semnificaţia de energie brută, neprelucrată. În cazul resurselor naturale, energia primară este egală cu scăderea energiei sursei datorată extragerii sau captării. Ea cuprinde şi pierderile legate în procesele de extragere sau captare. În cazul unui combustibil, cantitatea de energie primară se determină prin produsul dintre cantitatea de combustibil (extrasă sau captată) şi puterea sa calorică. La o centrală hidroelectrică sau la alte amenajări hidroenergetice, cantitatea de energie primară este dată de produsul dintre greutatea cantităţii de apă afluentă într-un anumit interval de timp şi diferenţa de nivel a sectorului cursului de apă amenajat.

1.1.2. FORME DE ENERGIE PRIMARĂ, TRANSFORMĂRI ŞI POSIBILITĂŢI DE ALIMENTARE CU ERERGIE A CONSUMATORILOR [1.8, 1.9, 4.26]

Activitatea umană a evoluat în timp în sensul creşterii consumului de energie şi al diversităţii proceselor tehnologice. Relaţia energie—dezvoltare impune valorificarea cu înaltă eficienţă a tuturor resurselor energetice.

Energia cea mai accesibilă omului este energia furnizată de natură, adică energia primară. Deoarece energia primară nu se poate utiliza în locul, sub forma şi în cantitatea existentă, a apărut

necesitatea transformării, transportului și stocării ei direct sau după transformări intermediare.

Asigurarea cu energie a consumatorilor a evoluat în timp pe două direcții principale:

— de centralizare a producerii, transportului și distribuției energiei sub forma de sisteme energetice zonale, naționale (alimentarea cu energie electrică, cu gaze naturale, cu benzină etc.);

— de descentralizare a producerii, transportului și distribuției energiei prin realizarea de unități locale amplasate lîngă consumatori (încălzirea locuințelor, alimentarea cu energie termică a întreprinderilor industriale etc.).

Centralizarea în unități mari de producere și transformare a energiei conduce la creșterea randamentului instalațiilor și reducerea investițiilor specifice. De asemenea, permite o folosire rațională a energiei primare, în mod planificat. Se atenuează în același timp dependența dintre producere și consumul de energie. Dezavantajul principal se referă la pierderile și investițiile suplimentare introduse prin transportul la distanță al energiei.

Descentralizarea permite amplasarea unităților de producere și transformare lîngă consumatori. Intervin dezavantaje legate de dependența accentuată de consumator, ceea ce obligă la crearea unor sisteme de stocare și mai ales la tendința de utilizarea combustibililor superiori.

Diferitele forme de energie primară, transformările și transportarea acestora pînă la utilizare sînt prezentate schematic în figurile 1.1 și 1.2.

Se constată că energia care ajunge la consumatori trece prin una sau mai multe transformări, datorată specificului diferitelor activități existente. Formele intermediare de energie cel mai frecvent utilizate sînt energia termică, electrică și mecanică, deoarece pînă în prezent tehnologiile de conversie sînt mai accesibile și randamentele mai mari.

Analiza consumului de energie arată că, în prezent, din totalul de energie primară, 20—30% se transformă în energie electrică, cu tendința de majorare pînă la 50% către anul 2000. Restul energiei primare, în cea mai mare parte, se consumă sub formă de energie termică și mecanică.

Conversia energiei primare în energie electrică a evoluat mai ales în varianta centralizată de producere, transport și distribuție, realizîndu-se sisteme electroenergetice cu centrale electrice de foarte mare putere.

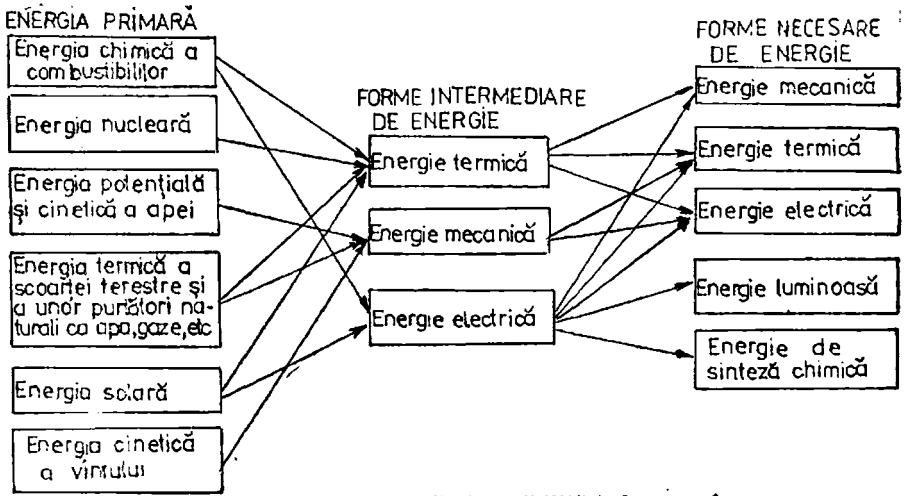


Fig. 1.1. Forme de energie primară și posibilități de transformare.

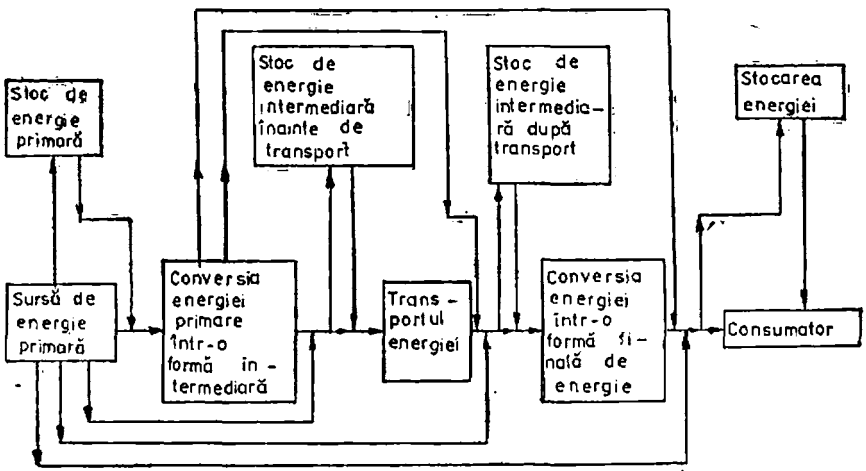

Stoc de energie primară
Sursă de energie primară
Stoc de energie intermediară înainte de transport
Conversia energiei primare într-o formă intermediară
Transportul energiei
Stoc de energie intermediară după transport
Conversia energiei într-o formă finală de energie
Stocarea energiei
Consumator

Fig. 1.2. Variante posibile de alimentare cu energie a consumatorilor.

În figura 1.3 se fac referiri globale privind sistemul energetic în corelare cu specificul diverselor categorii de utilizatori electrici și neelectrici. În figura 1.4, într-o formă mai generală, se identifică corelarea dintre energia termică (căldură), chimică, mecanică și electrică.

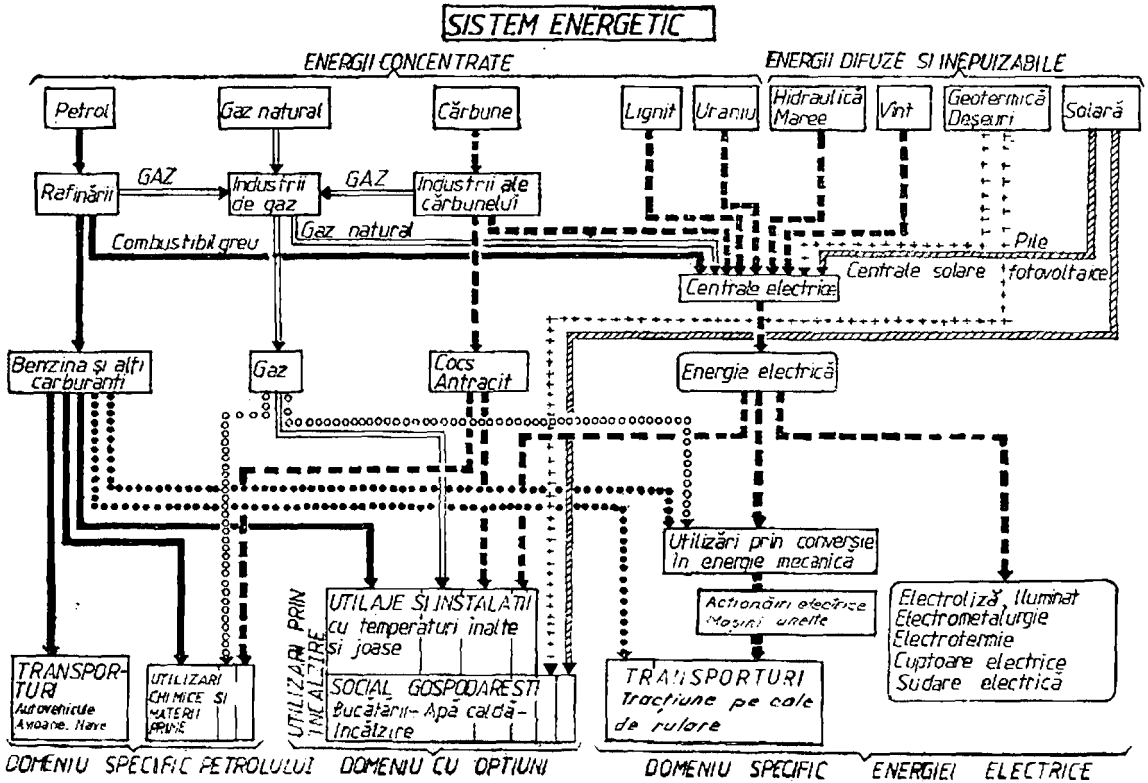


Fig. 1.3. Explicativă pentru sistemul energetic.

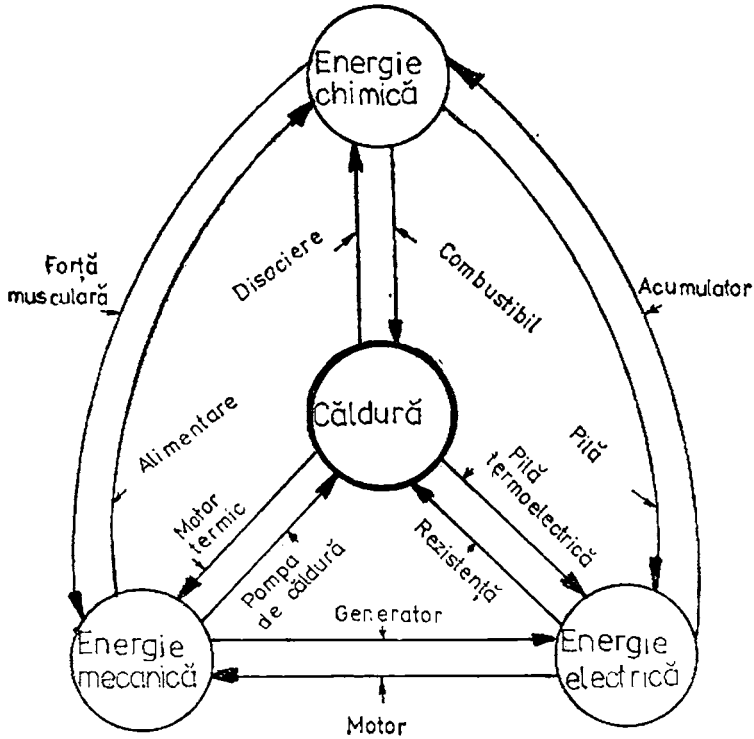


Fig. 1.4. Explicativă pentru corelarea dintre energia termică, chimică, electrică și mecanică.

Instalațiile energetice pentru conversia energiei produc unele perturbații asupra microclimatului aferent: poluarea mediului înconjurător (poluarea chimică, termică a apelor, sonoră, electromagnetică, radioactivă, estetică), limitată în exploatare, prin aplicarea unor măsuri specializate, la valori admisibile; modificări ale scoarței terestre (centrale hidroelectrice — lacuri de acumulare) și blocarea zonelor în care se amplasează.

1.1.3. PROBLEME ENERGETICE ALE ETAPEI ACTUALE [1.8, 1.9, 1.11]

A. Cea mai accesibilă și mai economică nouă sursă de energie este cea obținută prin *economia de energie*.

Tabelul 1.1

Prognoza modificărilor de structură în producția mondială de energie, în corelare cu resursele primare

Resurse	1975		1985		2000		2020	
	10^6 t.c.c	%	10^6 t.c.c.	%	10^6 t.c.c.	%	10^6 t.c.c	%
Cărbune	2 634	30,7	3 887	23,6	5 746	24,6	8 754	25,9
Petrol	4 040	47,1	7 301	44,3	6 591	28,3	3 583	10,6
Gaz	1 690	19,7	2 603	15,8	4 833	20,7	4 225	12,5
Energie nucleară	—	—	777	4,7	2 974	12,8	10 613	31,4
Energie hidraulică	210	2,5	811	4,9	1 149	4,9	1 893	5,6
Resurse inepuizabile (energie solară, energie geotermică)	—	—	1 115	6,7	1 893	8,1	3 380	10,0
Resurse neclasice	—	—	—	—	135	0,6	1 352	4,0
TOTAL	8 754	100	16 494	100	23 321	100	33 800	100

Cu toate că resursele de energie clasice sînt apreciate la valori mari, rezervele sigure sînt relativ mici datorită nivelului tehnicilor de exploatare al acestora. În ceea ce privește potențialul tehnic al noilor resurse de energie (geotermală, biogaz, eoliană, a valurilor, mareelor, gradientul termic al oceanelor etc.), se apreciază că și acestea vor contribui, în perspectivă, la acoperirea consumului mondial de energie, tabelul 1.1 [1.8]. Unele surse neconvenționale de energie se caracterizează prin neregularități, ceea ce obligă la integrarea acestora în *microsisteme locale* care să permită preluarea neregularităților prin stocarea energiei, de exemplu, sub formă de căldură, energie electrică, energie mecanică. Prezența centralelor nucleare în structura producției de energie va cunoaște o dinamică pronunțat crescătoare.

Lucrările celei de-a XI-a Conferințe Mondiale a Energiei, München, 1980, au remarcat și aspecte privind preocupările, realizările și planurile de perspectivă din mai multe țări, în economisirea energiei în industrie — în general —, principalul mare consumator, prin recuperarea resurselor secundare, producerea combinată a diverselor forme de energie, modernizări tehnologice în instalațiile și echipamentele de utilizare pentru reducerea consumurilor specifice de energie.

Dezvoltarea economiei mondiale, în ultimele decenii, s-a caracterizat și prin creșterea deosebit de accentuată a consumului de energie primară și în principal a hidrocarburilor, intervenind mutații semnificative în structura consumului de purtători de energie. Prognoza structurii consumului de purtători de energie prezintă în perspectivă o reducere importantă a consumului de petrol, deoarece se apreciază că rezervele mondiale, cunoscute și exploatabile în condițiile tehnologiilor actuale, sînt limitate pentru aproximativ următorii 50 ani. În compensare, orientarea spre un consum sporit de cărbune, gaze naturale, energie hidraulică, energie nucleară, cît și introducerea unor resurse neconvenționale, alături de aplicarea unei conduite prin economia de energie, cît și realizarea unor stocuri optime de combustibil pentru a elimina variațiile aleatoare ale posibilităților de aprovizionare caracterizează evoluția energeticii pe plan mondial.

B. Stocarea energiei, inclusiv sub formă de energie electrică reprezintă o problemă deosebit de importantă. Intervine necesitatea unei dimensionări raționale a stocurilor în sistemele energetice pentru a realiza un nivel optim de siguranță în alimentarea cu energie. Preocupări și realizări cu privire la problema *stocării unor purtători de energie* există în țările care se bazează pe import.

Se folosesc, de exemplu, stocări de gaze, de produse petroliere. Stocarea cărbunelui ridică însă probleme mai complexe datorită degradării acestuia în timp.

Stocul reprezintă o sursă cu o anumită valoare economică, caracterizat prin intrări — datorită reaprovizionărilor și ieșiri determinate de utilizatori. Problemele de stocare impun optimizarea prezenței, dar și a mărimii stocurilor în sistemul energetic național. Stocurile se pot aplica atît energiei primare, cît și energiei secundare în formele intermediare sau în formele finale necesare consumatorului.

Stocurile de energie primară trebuie să asigure funcționarea continuă a instalațiilor consumatoare independent de condițiile, restricțiile, fluctuațiile și întreruperile fluxului de energie primară. Se consideră stocuri de energie primară: acumulările de apă din căderile naturale la centrale hidroelectrice; stocurile de combustibil convențional; acumularea de material fisionabil brut sau transformat în bare combustibile, impuse de tipul centralei nucleroelectrice.

Avînd în vedere cantitățile de combustibil lichid care sînt vehiculate, s-au conturat și posibilitățile corespunzătoare de stocare. În ultimii ani, datorită dezvoltării gazoductelor (rețelelor de gaze) reține atenția și stocarea gazului natural sub formă gazoasă sau lichefiată. Stocarea de gaze în fază lichidă se face în rezervoare termis, iar în stare gazoasă, comprimate în zăcăminte subterane.

Stocarea de combustibill lichizi se realizează fie suprateran în rezervoare metalice încălzite cu serpentine cu abur sau apă fierbinte, fie subteran în rezervoare de beton armat semiîngropat sau în stocuri de foarte mare capacitate în sol, prin folosirea, de exemplu, a golurilor zăcămintelor exploatate.

Depozitarea cărbunelui conduce la pierderi cantitative de combustibil, la degradări ale puterii calorifice și a reducerii materiilor volatile. Pe lîngă investițiile suplimentare, operațiile de introducere și de extragere mecanizată a cărbunelui din depozit implică un consum suplimentar de energie.

Stocarea căldurii (abur și apă fierbinte) a constituit obiectul unor preocupări mai vechi, realizîndu-se stocarea apei fierbinți în cavități subterane.

Stocarea de căldură devine utilă în cazul centralelor nucleroelectrice. Avînd în vedere puterile mari ale centralelor nucleare, rezultă volume mari de stoc pentru apa fierbinte cu presiune înaltă, realizabile subteran în cavități sau rezervoare, izolate termic.

În ultimul timp s-au conturat soluții privind stocarea aerului comprimat pentru instalațiile energetice de acoperire a vîrfului de sarcină electrică. Comprimarea aerului se face în afara orelor de vîrf ale curbei de sarcină utilizînd energia electrică. Turbina cu gaze funcționează pe baza aerului stocat, și va ceda mai multă putere decît dacă ar acționa simultan și compresorul.

În ceea ce privește stocarea energiei electrice, metoda cea mai convenabilă este aceea a păstrării ei sub formă electrică. Această stocare este nerealizată la scara nevoilor industriale. Soluția cu acumulatoare electrochimice permite o stocare redusă. Soluția realizabilă în perspectivă, cu o rezolvare indirectă a stocajului, este prin pile de energie electrică de combustie cu hidrogen obținut prin electroliză.

Pentru acoperirea vîrfurilor de sarcină solicitate de sistemele electroenergetice, unele studii și cercetări ajung la concluzii că pentru compensarea vîrfurilor de sarcină un rol important îl pot avea în perspectivă acumulatoarele directe de energie electrică sub formă de energie inductivă. Utilizarea unor asemenea acumulatoare se bazează pe asimilarea unor puternici magneți supraconductori. Problema care se pune este pe de o parte costul în prezent foarte ridicat, iar pe de altă parte suprafața relativ mare ocupată de asemenea magneți pentru acumularea energiei inductive. Magneții vor fi refrigerați cu heliu lichid și vor acumula energia în perioade de sarcină redusă, cedînd-o apoi în sistem în momentele de vîrf. Acumulatoarele magnetice vor putea să înmagazineze energii de ordinul a 200 MWh.

Dacă industria chimică este un mare consumator de resurse energetice, în perspectivă se conturează posibilitatea de a deveni și un producător de resurse energetice — termice și electrice. Un domeniu de importanță deosebită îl reprezintă *valorificarea cărbunilor inferiori*, ca sursă de energie termică și electrică, la producerea carburanților pentru motoare și ca materie primă pentru industria chimică. În domeniul energeticii electrochimice, cercetările urmăresc găsirea de soluții tehnice eficiente care să asigure conversia energiei chimice în energie electrică și invers, conversia directă a energiei solare în energie electrică și (sau chimică), optimizarea tehnologiilor electrochimice existente, de exemplu, de obținere a hidrogenului prin electroliza apei. Conversia energiei chimice în energie electrică, în perspectiva realizării automobilului electric, se evidențiază prin realizarea acumulatoarelor de mare performanță de tip Zinc/Halogen (Clor).

C. Hidrogenul conținut în apă reprezintă o sursă inepuizabilă a pămîntului. Procedeele tehnice utilizate, în prezent, pentru pro-

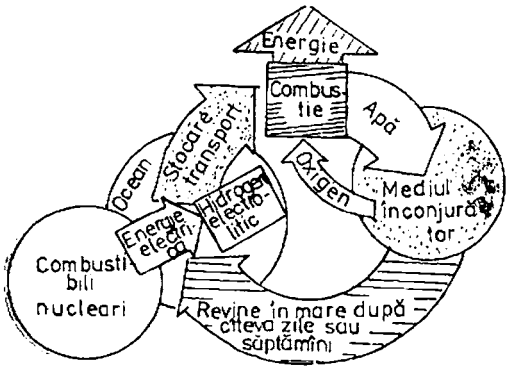


Fig. 1.5. Ciclul hidrogenului.

ducția de hidrogen corespund numai unor necesități din industria chimică. Tehnologiile curente utilizează gaze naturale și fracțiuni lichide petroliere prin procesul de reformare cu aburi și oxidare parțială. De asemenea, se obține hidrogen la piroliza gazelor și a lichidelor petroliere și în reformarea catalitică a benzinelor.

Obținerea hidrogenului prin *electroliza apei* reprezintă un domeniu în dezvoltare, evidențiindu-se perspective pentru folosirea hidrogenului în scopuri energetice (combustibil, carburant și purtător de energie), precum și ca gaz de sinteză pentru chimizare. În alte variante de perspectivă, sursele de energie pentru producerea și menținerea reacțiilor încearcă utilizarea energiei solare și nucleare. Sînt studiate procedee *termochimice pentru descompunerea apei*, folosind temperaturi înalte realizate în procese industriale și mai ales utilizarea căldurii reactoarelor nucleare, respectiv temperaturile înalte ale fluidelor caloportante (heliu sau sodiu lichid).

O economie bazată pe hidrogen ar urma un ciclu închis nepoluat — unul dintre cele mai mari și mai importante ale biosferei, figura 1.5. Hidrogenul arde în aer fără a forma agenți poluați, combinîndu-se cu oxigenul pentru a forma din nou apă. Această apă se introduce în fluvii, lacuri, oceane și redevine o sursă de hidrogen. Apa reprezintă practic o sursă inepuizabilă și regenerabilă de hidrogen.

În figura 1.6 este prezentată schema de conversie a energiei în hidrogen, în varianta în care sursa de energie este energia nucleară.

În figura 1.7 sînt comparate ciclurile combustibililor fosili cu cele ale hidrogenului. Dacă la combustibili fosili, figura 1.7, *a*, regenerarea necesită perioade de ordinul milioanelor de ani, la hidrogen, figura 1.7, *b*, regenerarea materiei prime este realizabilă imediat după generarea energiei utile sau într-un interval de timp de ordinul zilelor sau săptămînilor.

Producerea pe scară largă a hidrogenului, la un preț competitiv, va atrage după sine schimbări în industria chimică, cît și în cea

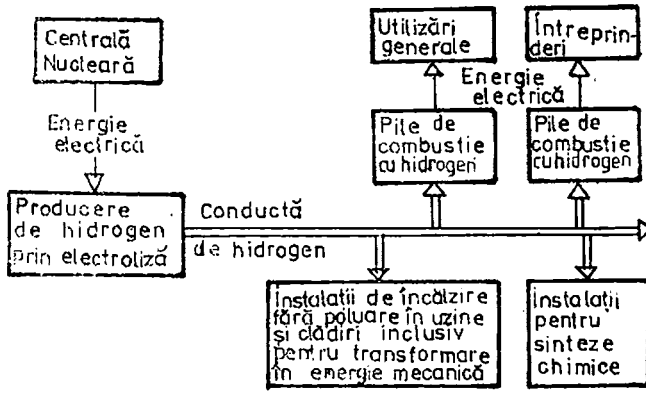

Centrală Nucleară
Energie electrică
Producere de hidrogen prin electroliză
Conductă de hidrogen
Utilizări generale
Întreprinderi
Energie electrică
Pile de combustie cu hidrogen
Pile de combustie cuhidrogen
Instalații de încălzire fără poluare în uzine și clădiri inclusiv pentru transformare în energie mecanică
Instalații pentru sinteze chimice

Fig. 1.6. Explicativă pentru producerea hidrogenului.

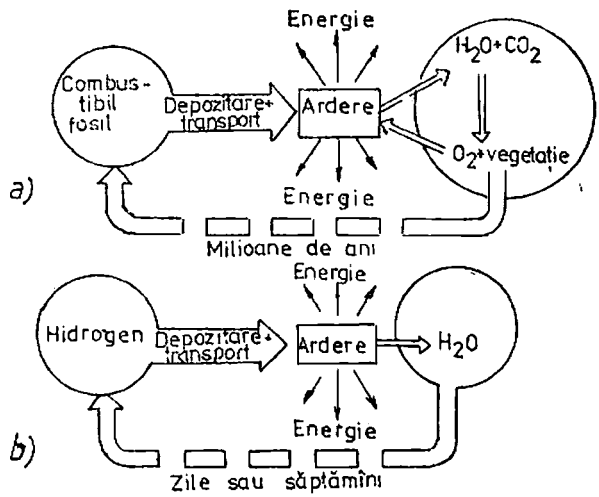


Fig. 1.7. *a*, *b*. Ciclul la combustibili fosili și la hidrogen.

energetică. Hidrogenul va antrena de asemenea modificări și în sistemul de transport al energiei electrice, pentru că hidrogenul, sub formă lichidă, poate deveni eficient din punct de vedere economic dacă este combinat cu transportul de energie electrică.

Ca urmare a producerii hidrogenului pe scară largă, rezultă cantități foarte mari de oxigen, ca produs secundar, ceea ce va da alte dimensiuni posibilităților de folosire a oxigenului în metalurgia

neferoasă, în prepararea minereurilor etc., conducînd totodată la reducerea dimensiunilor instalațiilor în ramurile menționate.

Hidrogenul prezintă avantajul de a fi ușor stocat, în stare gazoasă sau după lichefiere, în rezervoare, izolate, utilizate cu bune rezultate în tehnica spațială. Hidrogenul poate fi stocat în rezervoare subterane sau, după lichefiere, în rezervoare uriașe.

Rezultă că hidrogenul este „un vector de energie" regenerabil, cu posibilități de stocare și depozitare, transportabil la distanță și avînd o flexibilitate mai mare decît combustibilii fosili.

Hidrogenul poate suplini cu succes gazul metan utilizat în unele scopuri casnice sau industriale și se pretează la alimentarea motoarelor cu ardere internă ale automobilelor convenționale. De asemenea, el poate fi „ars" electrochimic, cu randamente superioare (70—80%), în sisteme de pile de combustie ce pot constitui uzine de mare putere.

Programele de cercetări referitoare la hidrogen studiază, pe lîngă producerea, transportul și utilizarea lui, și problema stocării sub formă de compuși-hidruri, sub formă de hidrogen lichid, sau sub formă gazoasă în mari rezervoare subterane create prin explozii nucleare dirijate.

Lichefierea hidrogenului se face în condiții mai dificile decît a gazului natural datorită temperaturii de lichefiere mai scăzută (—253 °C) față de (—160 °C). Pentru aceeași cantitate de energie, hidrogenul lichefiat necesită rezervoare cu volum de trei ori mai mare decît gazul natural lichefiat. Costul transportului hidrogenului va fi cu aproximativ 50% mai mare decît a gazului natural, la distanțe mari costul devine mai mic decît transportul energiei electrice, figura 1.8 [1.8, 1.9, 4.26].

D. Noile tendințe în transportul energiei electrice identifică limita tehnică și economică a tensiunii liniilor electrice trifazate, care ar putea fi utilizată pentru transportul energiei electrice, la 1 000 — 2 000 kV. Se evidențiază că economicitatea transportului energiei electrice la o anumită treaptă a tensiunii liniei de transport este corelată cu distanța și puterea transportată. Introducerea liniilor de foarte înaltă tensiune ridică, pe lîngă problemele de ordin tehnic, și multiple aspecte dificile, referitoare la pilonii de susținere, spațiul aerian și importantele suprafețe de teren blocate din apropierea liniilor etc., a căror rezolvare încarcă problema transportului propriu-zis.

Criogenizarea transportului de energie electrică, folosind cabluri supraconductoare, poate asigura transportul energiei electrice la curenți foarte mari. Se vor putea folosi tensiuni mult mai reduse, ceea ce simplifică construcția cablurilor. Problema fundamentală rămîne refrigerarea cablurilor îngropate pe distanțe mari. Echipa-

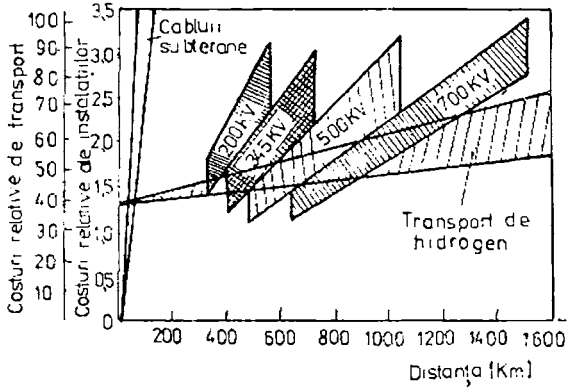


Fig. 1.8. Comparație între transportul energiei electrice la diferite tensiuni și al hidrogenului prin conductă.

mentul de criogenizare trebuie să mențină temperaturi sub 18 K (—255 °C). Orientativ, s-a calculat că este necesar un consum de 70 kW/km de linie pentru a evacua un flux termic de 70 cal/s. Această cheltuială de energie reprezintă o fracțiune neglijabilă din energia transportată. Pe de altă parte, cablurile criogenizate îngropate vor permite degajarea terenurilor ocupate, eliminarea pilonilor și posturilor de transformare, eliminarea avariilor cauzate de furtuni, de descărcări electrice și de chiciură. În perspectivă se conturează extinderea sistemelor criogenice și asupra alternatoarelor.

Transportul energiei electrice prin microunde, ca soluție tehnologică modernă, trebuie să se încadreze în domeniul 3—10 GHz pentru a evita atenuarea prin absorbție în vaporii de apă și oxigenul din atmosferă. Transmisia energiei folosind microundele oferă posibilitatea transmisiei oricărei puteri, deoarece o undă electromagnetică în aer poate transporta 1 100 kW/cm^2. Soluțiile tehnice industriale pot utiliza transmisia de microunde prin tuburi ghid de undă de formă cilindrică sau dreptunghiulară. Comparînd soluția liniei trifazate de transport de înaltă tensiune cu soluția de transmisie a energiei prin microunde rezultă la puteri foarte mari interesul în perspectivă pentru soluția cu microunde.

E. Dezvoltarea economico-socială a țării noastre într-un ritm deosebit a impus dezvoltarea în mod corespunzător a sistemului energetic național pentru a satisface cerințele de energie electrică. *Programul-Directivă de cercetare științifică, dezvoltare tehnologică și de introducere a progresului tehnic pînă în anul* 1990 *și orientările*

pînă în anul 2000 și *Programul-Directivă de cercetare și dezvoltare în domeniul energiei pînă în* 1990 *și orientările principale pînă în anul* 2000 prezintă corelat dezvoltarea energetică a țării noastre în contextul dezvoltării generale economice. Obiectivul major al Programului-Directivă de cercetare și dezvoltare în domeniul energiei este „ca în viitorul deceniu România să devină independentă din punctul de vedere al combustibilului și energiei". Conferința Națională a P.C.R., din decembrie 1982, a dezbătut și adoptat programe speciale cu privire la producerea energiei în cincinalul 1981—1985 și dezvoltarea bazei energetice a țării pînă în 1990 ; cu privire la valorificarea superioară și creșterea bazei de materii minerale și energetice primare ; cu privire la reducerea suplimentară a consumurilor de materii prime, materiale, combustibil și energie în anul 1983, la intensificarea recuperării și valorificării resurselor materiale refolosibile, pieselor și subansamblelor uzate, a resurselor energetice secundare.

Dezvoltarea bazei energetice a țării noastre, în perioada 1983—1990, pune accentul pe intensificarea utilizării combustibililor solizi, extinderea construcției de hidrocentrale, accelerarea execuției centralelor nucleare-electrice și folosirea în mai mare măsură a resurselor refolosibile și noi, reducîndu-se la minimum consumul de produse petroliere și gaze naturale. Mutațiile structurale în producția de energie electrică rezultă din tabelul 1.2 [1.4]. Pentru o mai bună valorificare a potențialului energetic național, *cărbunele devine principala sursă energetică*, fiind în curs de realizare trecerea rapidă

Tabelul 1.2

Structura producției de energie electrică %

	1981	1985	1990
Producția de energie electrică — total	100	100	100
din care :			
în centralele Ministerului Energiei Electrice	94,9	95,3	96,0
din acestea :			
— în hidrocentrale	18,0	20,6	23,7
— în centrale nucleare-electrice	—	—	21,6
— pe bază de cărbune	25,1	44,1	41,2
— pe bază de hidrocarburi	50,0	28,3	5,2
— pe resurse energetice refolosibile și surse noi	1,8	2,3	4,3

Tabelul 1.3

Evoluția capacităților nou instalate %

	1981—1985	1986—1990
Putere nouă instalată		
Total	100	100
din care :		
— în hidrocentrale	31,0	33,4
— în centrale pe cărbuni și șisturi bituminoase	63,0	23,6
— în centrale nuclearo-electrice	—	43,0
— în centrale pe resurse energetice recuperate	6,0	—

a producției de energie electrică pe cărbune inferior, obținut din resursele proprii. O modificare structurală importantă în producția națională de energie electrică o constituie creșterea ponderii centralelor nuclearo-electrice. Creșterea producției de energie hidroelectrică în actualul deceniu asigură dublarea gradului de utilizare a potențialului hidroenergetic național pînă în 1990. În tabelul 1.3 se prezintă puterea grupurilor nou instalate în corelare cu mutațiile preconizate în structura producției de energie electrică și termică [1.4]. O atenție deosebită este acordată promovării energiei solare, eoliene, geotermale, a biogazului și biomasei.

Producerea energiei termice și acoperirea necesarului de căldură din economia noastră națională reprezintă o problemă majoră, știut fiind faptul că aproximativ 70% din energia consumată în economie este folosită sub formă de căldură. Asigurarea consumului de energie termică este concepută în condițiile unei utilizări raționale, prin folosirea substanțială a cărbunilor, resurselor secundare și noi, a altor forme locale de combustibili, reducîndu-se progresiv utilizarea hidrocarburilor, astfel ca la sfîrșitul acestui cincinal să se renunțe practic la consumul de produse petroliere în acest scop. Programul energetic stabilește modalitățile optime de satisfacere a necesităților de energie termică pe categorii de consumatori : din centrale electrice de termoficare pentru localitățile cu consumuri mari de căldură, din centrale termice de zonă pentru producerea energiei termice la unitățile industriale și în ansamblurile de locuințe, precum și din cazane de capacitate redusă pentru asigurarea consumurilor mici, dispersate.

1.1.4. SPORIREA EFICIENȚEI ÎN UTILIZAREA ENERGIEI [1.8, 1.9]

Modernizarea structurii economiei naționale, în corelare cu obținerea unui venit național cît mai ridicat pe unitatea de energie consumată impune a se acționa pentru creșterea randamentelor la utilizarea tuturor purtătorilor de energie, la producerea lor, în procesele de transformare a energiei de la forma primară la cea în care este furnizată consumatorilor. O atenție cuvenită trebuie acordată normării științifice a tuturor categoriilor de consumuri energetice, urmărindu-se realizarea lor în toate sectoarele de activitate. Este necesară permanentizarea preocupării pentru economisirea de combustibil și energie. Creșterea producției trebuie asigurată în condițiile valorificării superioare a combustibilului și energiei, respectiv a unor consumuri energetice specifice minime.

Normarea corectă a consumurilor energetice și reducerea la minimum a consumurilor specifice de energie stă la baza acțiunii de raționalizare a consumului de energie. Indicatorii de consum specific de energie permit controlul și urmărirea desfășurării proceselor tehnologice, precum și compararea sub aspect energetic, a unor procese tehnologice și instalații.

Consumul specific de energie se definește prin relația

$$w = \frac{W}{A}\left[\frac{\text{kWh, t c.c., kcal}}{\text{unitatea de măsură a producției}}\right], \qquad (1.1)$$

unde :

W este cantitatea de energie consumată într-un proces tehnologic cu o anumită durată ;

A — producția realizată în intervalul de timp corespunzător energiei consumate W.

Pentru producția la care se referă consumul specific este preferabil să se folosească unitatea de măsură naturală, specifică acelei producții.

Analiza consumurilor de energie trebuie efectuată pe baza unor randamente cuprinzînd toate transformările, de la formele de energie primară pînă la formele de energie care intră în procesul de lucru.

Conținutul indicatorului de consum specific este definit de formele de energie utilizate, (kWh, t c.c., kcal), precum și de natura activității în al cărei scop se utilizează energia. În cazul energiei electrice, unitatea de măsură energetică folosită în mod curent este kilowat oră (kWh). În prezent există tendința de trecere de la unități

uzuale specifice diferitelor forme de energie la unitatea unică pentru orice formă de energie stabilită în Sistemul internațional, Joule (J).

Domeniul de aplicare al consumurilor specifice se referă la agregat, instalație, linie tehnologică, secție, întreprindere, combinat, ramură a economiei naționale etc.

Posibilitățile de reducere a consumurilor specifice de energie se bazează pe analize tehnice și economice efectuate în condițiile concrete și specifice ale obiectivelor la care se referă. În continuare se prezintă sub formă sintetică unele posibilități de a se realiza reduceri în consumurile de energie:

a. În industrie, care reprezintă cel mai mare consumator de energie (60—70% din total), metoda cea mai eficientă de identificare a posibilităților de economisire și raționalizare a energiei în procesele de producție se bazează pe elaborarea și analiza bilanțurilor energetice, care se pot întocmi numai printr-o corespunzătoare colaborare între tehnologi și energeticieni, iar alegerea variantei optime trebuie să permită identificarea cît mai completă și explicită, pe categorii, a pierderilor de energie din procesele industriale, pentru a putea interveni în vederea reducerii acestora, ceea ce va permite realizarea cu același consum de energie a unei producții mai mari.

b. O acțiune importantă în reducerea consumului de energie este adoptarea unor noi tehnologii și echipamente tehnologice cu randamente superioare, precum și modernizarea celor existente. Optimizarea încărcării utilajelor, în funcție de criteriul minimizării consumului de combustibil și energie, reprezintă o sursă importantă de economii de energie, inclusiv de cheltuieli de producție. Starea agregatelor tehnologice sau energetice poate influența consumurile specifice de energie. Un agregat caracterizat printr-o siguranță superioară conduce la consumuri energetice și cheltuieli de producție mai reduse.

c. În ramurile industriale, principala cale de economie a energiei se conturează prin recuperări, în special de căldură din gaze de ardere ale cuptoarelor, apă fierbinte, abur.

d. Mărirea eficienței în utilizarea energiei se poate realiza și prin producerea combinată de energie electrică și termică. Acest lucru se realizează în centralele electrice de termoficare, care furnizează, în afara energiei electrice, energie termică, sub formă de abur sau apă caldă, consumatorilor industriali sau urbani.

e. Un aspect important se referă la îmbunătățirea izolației la clădirile sociale și industriale, la instalațiile și echipamentele tehnologice. Sînt utile limite pentru pierderile de căldură, optimizîndu-se termoizolațiile pe baza unui calcul tehnico-economic.

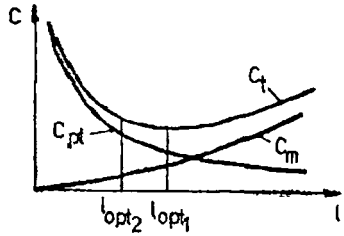


Fig. 1.9. Explicativă pentru optimizarea peretelui unui cuptor: C_{pt} — costul energiei termice pierdute; C_m — costul materialelor care compune peretele.

Optimizarea nivelului de izolație în domeniul construcțiilor social-culturale, edilitare și industriale în condițiile asigurării unui anumit confort termic sau a unor anumiți parametri ai microclimatului încăperilor în care sînt amplasate echipamente tehnologice, a căror bună funcționare introduce condiții precise, reprezintă o problemă majoră.

Se consideră, pentru exemplificare, calculul grosimii peretelui cuptoarelor electrice, în corelare cu numărul și grosimea straturilor, natura materialelor folosite refractare și termoizolante. Este necesar ca pierderile termice, prin acumulare în pereți și cedare spre exterior, să fie reduse și deci randamentul termic ridicat. Pe de altă parte, grosimea straturilor ar urma să fie mică, pentru ca costul materialelor să scadă. În figura 1.9 se identifică valoarea minimă a costurilor totale $C_t = C_{pt} + C_m = \min.$, pentru care rezultă grosimea optimă l_{opt}. În figura 1.10 este prezentată schema logică programată pentru calculatorul numeric la un cuptor avînd peretele format din patru straturi cu grosimea notată prin l_1, l_2, l_3, l_4. Se cunosc, ca date inițiale: dimensiunile interioare a, b temperatura interioară ϑ_i, temperaturile dintre straturi ϑ_{12}, ϑ_{23}, ϑ_{34} egale cu temperaturile de utilizare ale stratului următor; temperatura exterioară $\vartheta_e = 40 - 200\,^{\circ}C$; dimensiunea minimă a cărămizilor din cele patru straturi ale peretelui; valorile medii ale conductivităților termice ale straturilor λ_1, λ_2, λ_3, λ_4. De asemenea se cunosc căldurile masice și densitățile respective. Transmiterea căldurii prin straturile peretelui corespunde unui proces complex, convecția neputînd fi separată de radiație [4.6, 4.7].

Considerînd o valoare inițială l_1 a grosimii primului strat, pe baza temperaturilor ϑ_i și ϑ_{12}, a conductivității λ_1 se calculează fluxul termic Φ, în cazul transmiterii complexe a căldurii. În continuare se determină rezistențele termice și grosimile celorlalte straturi l_2, l_3, l_4, aplicînd relații cunoscute.

După mărirea lui l_1 cu pasul Δl_1 se refac calculele pentru a determina curba costurilor totale. La fiecare pas se compară costul total nou, C_{tN}, cu cel vechi, C_{tv}, și urmează a se stabili dacă l_1 se mărește sau se micșorează cu pasul Δl_1 pentru a tinde spre soluția

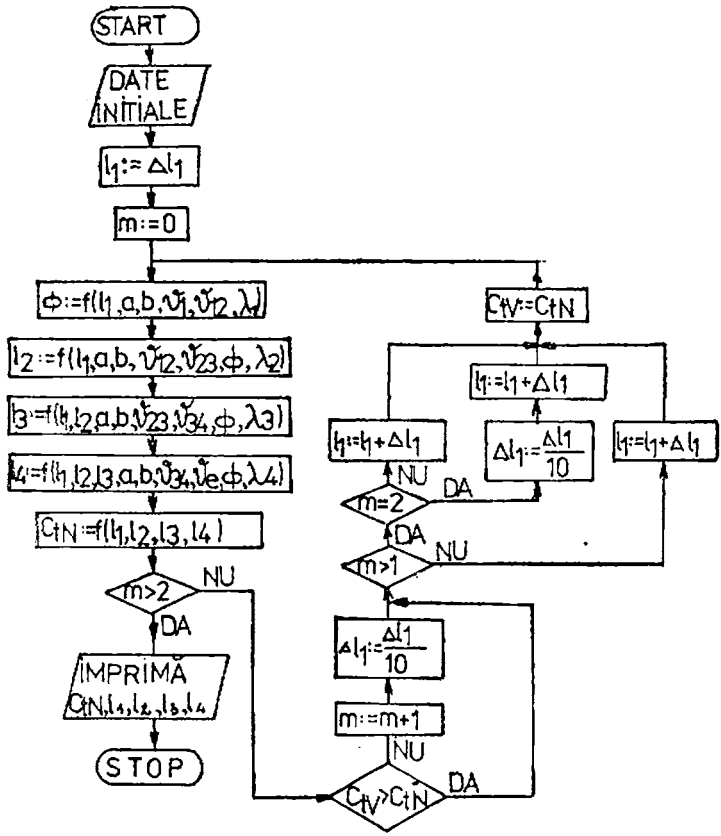


Fig. 1.10. Schema logică pentru calculul peretelui cuptorului.

optimă. Dacă se depăşeşte valoarea optimă, se reiau calculele cu $\Delta l_1/10$, încadrîndu-se de obicei la o precizie corespunzătoare.

f. În domeniul transportului, randamentele mijloacelor utilizate variază în limite foarte largi. Astfel, transportul electric are un randament de aproximativ 90% în condiţiile în care energia electrică se produce cu un randament de 35%, transportul cu locomotive diesel are un randament de 25—38%, iar transportul rutier cu motoare cu combustie internă pe bază de benzină are în condiţii normale un randament de circa 25%. Consumul mediu al diferitelor mijloace de transport are valorile, după statisticile CEE — ONU, prezentate

Tabelul 1.4

Consumul mediu specific de energie pentru unele tipuri de mijloace de transport

Mijlocul de transport	w
1. Transportul interurban al călătorilor:	kcal/călător/km
— autobuze	170
— tren	270
— automobile	670
— avioane	1 500
2. Transportul urban al călătorilor:	
— autobuze	195
— automobile	800
3. Transportul interurban al mărfurilor:	kcal/t/km
— magistrale	71
— căi navigabile	85
— tren	105
— camion	370
— avion	5 800
1 kcak = 4 186,8 J = 1,163 10^{-3} kWh.	

în tabelul 1.4 [1.8]. Este util ca în exploatare să se introducă în mai mare măsură mijloacele de transport cu randamente superioare.

g. Agricultura modernă este un consumator important de energie atît prin consumul direct (datorită în special mecanizării, irigațiilor și serelor), cît și prin consumul indirect (utilizare de îngrășăminte, ierbicide, pesticide etc.). Economii importante se pot obține prin adoptarea unor soluții judicioase la irigații, prin utilizarea unor soluții gravitaționale, iar la sere prin utilizarea într-o mai mare măsură a energiei solare, a energiei geotermice, a apelor reziduale cu potențial termic mai ridicat etc.

h. În ceea ce privește consumul casnic de energie, o bună organizare și optimizare determină economii utile de energie.

i. Reexportul de energie prin produsele în care aceasta se încorporează trebuie să facă obiectul unei complexe analize economice. Problema interesează mai ales la produsele care se realizează cu consumuri specifice mari, ca de exemplu: aluminiu electrolitic, fibre sintetice, celuloză și semiceluloză, ciment etc.

f. Valorificarea eficientă și totală a resurselor energetice primare și secundare și economisirea combustibililor și energiei.

k. Adoptarea de noi soluții pentru reducerea la minimum a consumurilor tehnologice în centrale electrice, în transportul și distribuția energiei electrice și a căldurii.

l. O problemă majoră a energeticii contemporane o reprezintă ritmul de creștere a consumului de energie. Creșterea economică, respectiv a venitului național implică într-o mai mare măsură o reducere, în toate fazele (extracție, transport, stocare, producere, distribuție și utilizare), a pierderilor energetice, înlocuindu-se tehnologiile energointensive cu alte tehnologii mai perfecționate, caracterizate prin consumuri energetice specifice mai reduse. Economia de energie se referă la toate fazele de circulație, de la extracție pînă la utilizare.

m. Randamentul total al producerii, transportului și distribuției energiei electrice pînă la nivelul consumatorului este de circa 30% — o valoare relativ scăzută. Cu toate că energia electrică poate fi transformată în alte forme de energie, necesare utilizatorilor, în general cu randamente superioare, este necesară o atentă analiză a situațiilor tehnologice (unele procese de încălzire) în care se pot realiza economii de energie electrică prin folosirea mai eficientă a altor forme de energie primară.

n. Din punct de vedere energetic, pentru reducerea consumului specific de energie electrică sînt avantajoase procesele tehnologice care se desfășoară în instalații electrotermice de putere mare și cu o durată cît mai scurtă.

Aspecte fundamentale privind mărirea eficienței în utilizarea energiei electrice sînt prezentate prin tratarea sistematizată în lucrare a unor probleme specifice din acest punct de vedere din domeniul sistemelor de acționare electrică, tracțiune electrică, electrotermie, sudare electrică și iluminat electric.

1.1.5. ELEMENTE SPECIFICE ALE INSTALAȚIILOR ELECTRICE DE UTILIZARE DIN INDUSTRIE ȘI TRACȚIUNE

1.1.5.1. ELEMENTE ALE SISTEMULUI ENERGETIC ȘI ELECTROENERGETIC

Sistemul energetic reprezintă ansamblul instalațiilor de extracție, prelucrare, stocare, conversie, transport și distribuție existente pe teritoriul țării și reprezintă o parte a economiei naționale. Sistemul energetic este un sistem cibernetic, cu legături directe între producție și consum, și cu legături informaționale care determină elemente de decizie între consum și producție. Sistemul energetic este

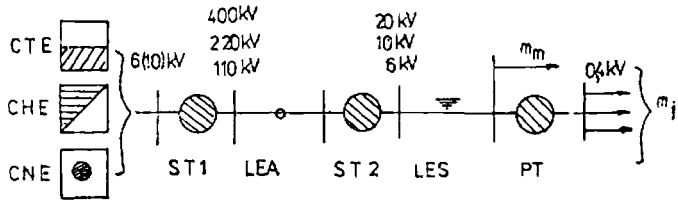


Fig. 1.11. Sistemul electroenergetic.

complex și cuprinde de fapt ca subsisteme : sistemul de extracție, transport, stocare și distribuție a cărbunelui și a petrolului, sistemul de extracție, transport și distribuție a gazelor naturale, sistemul de producere, transport și distribuție a energiei electrice, sistemul energiilor neconvenționale [1.8].

Sistemul electroenergetic reprezintă ansamblul instalațiilor de producere, transport, distribuție și utilizare a energiei electrice interconectate într-un anumit mod și având un regim comun și continuu de producere și consum a energiei electrice, figura 1.11. S-au notat : centrală termoelectrică *CTE*, hidroelectrică *CHE*, nuclear-electrică *CNE*, stații de transformare ST_1 și ST_2, post de transformare *PT*, linii electrice aeriene *LEA*, linii electrice subterane *LES*, receptoare de medie și de joasă tensiune m_m, respectiv m_j. Sistemul electroenergetic național este realizat prin interconectarea sistemelor zonale ale centralelor electrice amplasate în diferite zone geografice.

Instalația electrică definește un ansamblu de echipamente electrice interconectate prin diferite tipuri de conducte electrice, într-un spațiu dat, formînd un singur tot și avînd un scop funcțional bine determinat.

Echipamentul electric reprezintă orice dispozitiv utilizat pentru producerea, transformarea, distribuția, transportul și utilizarea energiei electrice. *Receptoarele electrice* sînt echipamente electrice care transformă energia electrică în alte forme de energie. Se disting *receptoare de iluminat* (lămpile electrice) și receptoare de forță, care pot fi *electromecanice* (motoare electrice, electromagneți, electroventile), *electrotermice* (cuptoare electrice, echipamente de sudură, instalații cu radiații infraroșii) sau *electrochimice* (băi de electroliză).

Consumatorul electric este format din totalitatea receptoarelor electrice dintr-un anumit spațiu sau dintr-o întreprindere legate printr-un scop tehnologic funcțional. Compunerea instalațiilor electrice la consumator este prezentată în figura 1.12. Alimentarea cu energie electrică a comsumatorului, format din receptoarele de joasă tensiune m_j și cele de medie tensiune m_m, se realizează de la

stația *SSE* a sistemului electroenergetic prin racordul de înaltă tensiune 1, care poate fi o linie electrică aeriană sau subterană. Pentru tensiuni de alimentare de peste 35 kV, *ST* este o *stație de transformare* sau poate fi o *stație de distribuție*, *SD*. Cu *PT* s-au notat *posturile de transformare* alimentate prin liniile 2 numite *distribuitoare* sau *fieder*. Receptoarele de joasă tensiune m_j, mai importante sau cele de puteri mai mari, ale consumatorului se racordează uneori direct la *tabloul general*, *TG*. Se pot realiza și *puncte de distribuție intermediare* reprezentate de *tablourile de distribuție*, *TD*. Liniile 3 care alimentează *TD* se numesc *coloane*. Unele receptoare de joasă tensiune sînt grupate pe utilaje, prezintă o instalație electrică proprie și un *tablou de distribuție al utilajului*, *TU*. Linia 4 reprezintă un *circuit de utilaj*. Liniile de alimentare 5 reprezintă *circuite ale receptoarelor*.

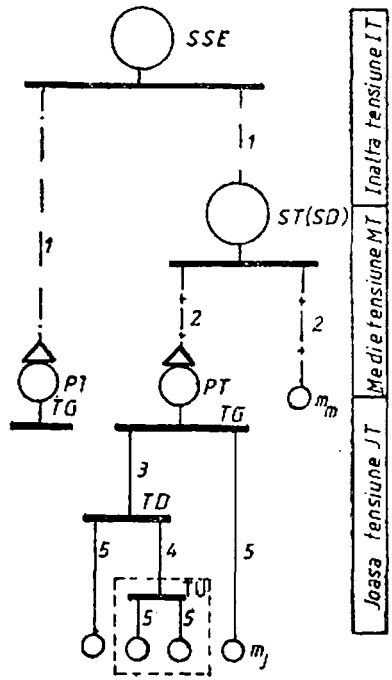


Fig. 1.12. Structura instalațiilor electrice la consumator.

Dacă consumatorii au centrale electrice proprii, atunci în cadrul instalațiilor electrice la consumatori se disting părți cu funcționalități care corespund procesului de producere, transport, distribuție și utilizare a energiei electrice.

Referitor la condițiile de calitate care trebuie asigurate pentru buna alimentare cu energie electrică a consumatorilor, în literatura de specialitate sînt analizate elemente referitoare la tensiune, frecvență, putere și continuitate în corelare cu clasele de consumatori electrici (clasa *A*, *B*, *C*, *D*) și categoriile de receptoare electrice (zero, I, II, III), [1.2, 1.3].

1.1.5.2. SARCINI ELECTRICE. CURBE DE SARCINA. INDICATORI

A. **Sarcina electrică** este o mărime care caracterizează consumul de energie electrică (W, var, VA, A). Caracteristicile tehnice nominale ale receptoarelor electrice sînt : puterea activă P_N sau

aparentă S_N, tensiunea U_N, curentul I_N, conexiunea fazelor, randamentul η_N, factorul de putere cos φ_N, raportul dintre curentul de pornire I_p și curentul nominal I_N, durata relativă de funcționare DA_N.

B. **Puterea instalată,** P_i, a unui receptor electric are următoarele semnificații:

— pentru instalațiile de iluminat este egală cu suma puterilor electrice absorbite nominale ale lămpilor, $P_i = P_N$;

— pentru motoarele electrice având un serviciu continuu de funcționare este egală cu puterea nominală dezvoltată la arborele motoarelor, $P_i = P_N$;

— pentru motoarele electrice având un serviciu intermitent periodic de funcționare, $P_i = P_N\sqrt{DA_N}$;

— pentru transformatoarele cuptoarelor electrice, $P_i = S_N \cos\varphi_N$;

— pentru transformatoarele de sudare având un serviciu intermitent periodic de funcționare, $P_i = S_N\sqrt{DA_N}\cos\varphi_N$.

Pentru un grup de n receptoare, puterea totală se determină ca sumă a puterilor instalate a receptoarelor componente

$$P_i = \sum_{j=1}^{n} P_{ij}. \tag{1.2}$$

C. **Puterea de calcul sau puterea cerută,** P_c, se ia în considerare în calcul pentru grupuri cu minimum 4 receptoare, este o putere activă convențională, de valoare constantă care produce în elementele instalației electrice (conducte și echipamente) același efect de încălzire ca și sarcina variabilă reală. Echivalarea se face pentru un anumit interval de timp din perioada de încărcare maximă (de exemplu 30 min.).

Puterea activă cerută și puterea reactivă cerută se determină cu relațiile

$$P_c = \frac{k_i \cdot k_s}{\eta \cdot \eta_r} P_i = k_c P_i, \tag{1.3}$$

respectiv

$$Q_c = P_c \sqrt{\frac{1}{\cos^2 \varphi_c} - 1} = P_c \cdot \operatorname{tg}\varphi_c, \tag{1.4}$$

în care $k_c \leqslant 1$ este coeficientul de cerere care ține seama de randamentul η al receptoarelor, de gradul de încărcare al acestora — prin coeficientul de încărcare k_i, de simultaneitatea funcționării lor — prin coeficientul de simultaneitate k_s și de randamentul η_r al porțiunii de rețea dintre receptoare și nivelul la care se calculează

puterea cerută iar cos φ_c — factorul de putere cerut. Coeficienții de cerere și factorii de putere ceruți sînt determinați experimental pe baze statistice pentru diferite receptoare și prezentați în tabele. Toate receptoarele cărora le corespund aceleași valori pentru perechea de mărimi k_c, cos φ_c reprezintă o *grupă de receptoare.*

Pentru determinarea puterilor cerute, în faza de proiectare, sînt cunoscute mai multe metode [1.2, 1.3, 1.5, 1.7].

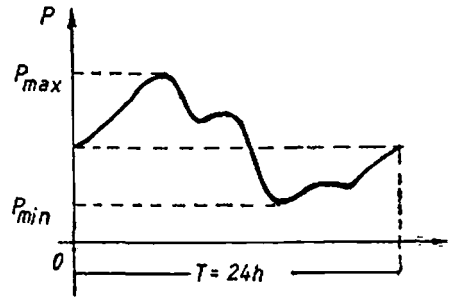


Fig. 1.13. Curba zilnică de sarcină a puterii active.

D. **Curbele de sarcină** reprezintă variația în timp a sarcinilor electrice pe o perioadă determinată. Se deosebesc: curba puterii active $P=f_1(t)$; curba puterii reactive $Q=f_2(t)$; curba puterii aparente $S=f_3(t)$ și curba curentului $I=f_4(t)$. În general, curbele de sarcină nu pot fi exprimate prin funcții algebrice simple, motiv pentru care studiul lor pe cale analitică este dificil. Ele prezintă unele proprietăți care permit studierea lor pe cale grafică sau grafo-analitică. Forma curbelor este determinată de natura și caracteristicile procesului tehnologic pe care-l realizează receptorul electric considerat, iar pe de altă parte sînt curbe periodice (periodicitate zilnică $T=24$ h, săptămînală, lunară, anuală $T=8\,760$ h).

În vederea realizării unei prognoze privind curbele de sarcină, pentru perioade relativ scurte, zi-săptămînă, se utilizează metode specifice prognozei, pe baza teoriei proceselor stochastice. Procesul stochastic corespunde unui fenomen statistic care evoluează în timp după legi probabilistice [1.8].

Sarcinile electrice pot fi reprezentate pe curbele de sarcină fie în valori absolute, figura 1.13, fie în valori raportate la valoarea maximă. În figura 1.14 se indică curbele zilnice de sarcină activă și reactivă în valori raportate,

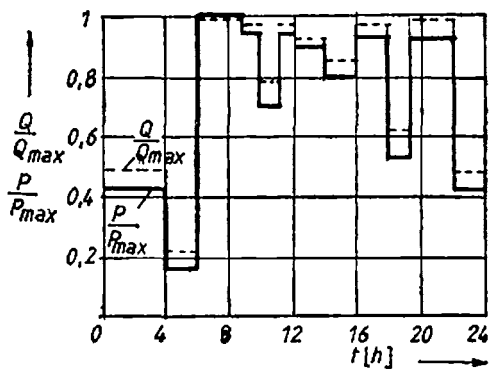


Fig. 1.14. Curbele zilnice de sarcină pentru puterea activă și reactivă la o unitate cu activitatea tehnologică în două schimburi.

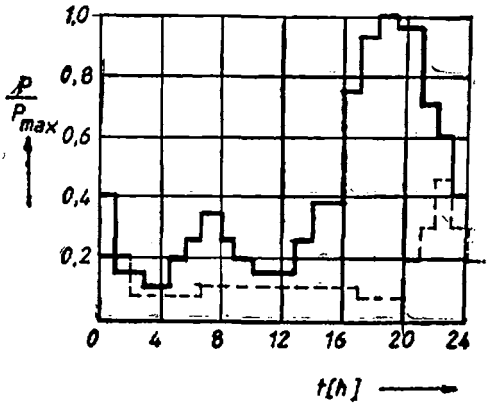


Fig. 1.15. Curba zilnică de sarcină pentru iluminatul electric.

pentru un consumator din ramura construcțiilor de mașini, la care activitatea tehnologică industrială este organizată în două schimburi. Numărul de schimburi (unul, două sau trei) determină alura curbei de sarcină și deci coeficientul de umplere sau aplatizare a curbei.

După proveniență, se deosebesc curbe de sarcină *experimentale*, obținute prin citirea aparatelor indicatoare la intervale egale de timp (din 10 în 10 minute sau din 30 în 30 minute) sau trasate direct de către aparatele înregistratoare și *tip*, care sînt obținute prin generalizarea curbelor experimentale, specifice unor ramuri sau sectoare industriale. Aceste curbe prezintă utilitate pentru proiectare.

În figura 1.15 se prezintă curbele zilnice de sarcină activă iarna (linie continuă) și vara (linie întreruptă) pentru iluminatul electric de interior.

Caracterizarea curbelor de sarcină se face prin analiza acestora în decursul unei perioade T, folosind mărimi primare și derivate.

Mărimile primare sînt: puterea maximă (puterea de vîrf), P_{max}; puterea minimă P_{min}; energia activă consumată $W=\int_0^T P\,dt$.

Mărimile derivate sînt

a. Puterea medie, $P_{med}=\frac{W}{A}$. Există relația

$$P_{med}<P_{max}<P_i. \tag{1.5}$$

b. Consumul specific de energie electrică $w=\frac{W}{A}$.

c. Coeficientul de formă al curbei de sarcină, $k_f\geqslant 1$ este raportul dintre puterea medie pătratică și puterea medie aritmetică

din aceeași perioadă. De exemplu, pentru graficul de putere activă avem :

$$k_{fP}=\frac{\sqrt{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c}P^2\cdot dt}}{\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c}P dt}=\frac{\sqrt{\frac{\sum_{\nu=1}^{n}P_\nu\cdot\Delta t_\nu}{\sum_{\nu=1}^{n}\Delta t_\nu}}}{\frac{\sum_{\nu=1}^{n}P_\nu\cdot\Delta t_\nu}{\sum_{\nu=1}^{n}\Delta t_\nu}}, \qquad (1.6)$$

în care n este numărul total de intervale elementare de timp Δt, iar

$$t_c=T=\sum_{\nu=1}^{n}\Delta t \text{ — durata unui ciclu.}$$

Referitor la durata de utilizare a puterii active maxime și a puterii active instalate, care se definesc în continuare, se fac precizări în figura 1.16.

d. Durata de utilizare a puterilor maxime absorbite, corespunzătoare unui consum constant, pentru puterea activă și reactivă

$$T_{uPM}=\frac{W}{P_{max}} \text{ și } T_{uQM}=\frac{W_r}{Q_{max}}. \qquad (1.7)$$

e. Durata de utilizare a puterilor instalate corespunzătoare unui consum constant, pentru puterea activă și reactivă instalată

$$T_{uPi}=\frac{W}{P_i} \text{ și } T_{uQi}=\frac{W_r}{Q_i}. \qquad (1.8)$$

Ca urmare, pentru energia activă există relația

$$W=P_{med}\cdot T=P_{max}\cdot T_{uPM}=P_i\cdot T_{uPi}. \qquad (1.9)$$

f. Coeficientul de utilizare a puterii maxime sau coeficientul de aplatizare al curbelor de sarcină pentru puterea activă și reactivă

$$k_{uPM}=\frac{P_{med}}{P_{max}} \text{ și } k_{uQM}=\frac{Q_{med}}{Q_{max}}. \qquad (1.10)$$

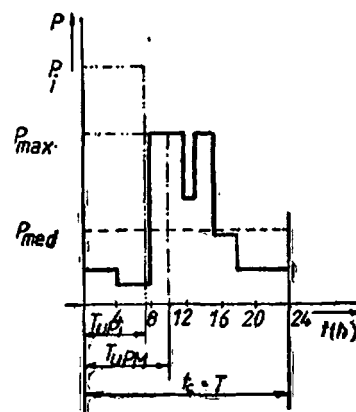


Fig. 1.16. Explicativă pentru indicatori ai curbelor de sarcină.

g. Coeficientul de utilizare a puterii instalate pentru puterea activă și reactivă

$$k_{uPt}=\frac{P_{med}}{P_t} \text{ și } k_{uQt}=\frac{Q_{med}}{Q_t}. \tag{1.11}$$

h. Legătura dintre durata de utilizare a puterii active maxime T_{uPM} și durata pierderilor maxime T_p. Curenții corespunzători puterilor cerute nu sînt reprezentați în ordine cronologică, ci sînt clasați în ordinea lor descrescătoare în decursul unui an (8 760 h), figura 1.17. În mod analog se poate construi curba anuală a sarcinilor (puterilor) clasate. Considerînd relația

$$\int_0^{8760} I\,dt=I_{max}T_{uPM}, \tag{1.12}$$

rezultă

$$T_{uPM}=\frac{\int_0^{8760} I\cdot dt}{I_{max}}, \tag{1.13}$$

iar din relația

$$\int_0^{8760} I^2\,dt=I_{max}^2T_p, \tag{1.14}$$

se obține

$$T_p=\frac{\int_0^{8760} I^2dt}{I_{max}^2}. \tag{1.15}$$

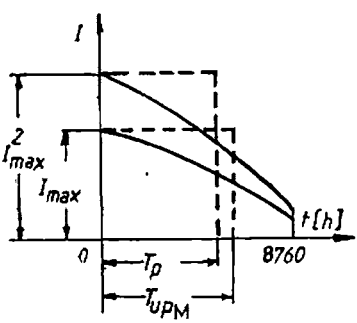


Fig. 1.17. Explicativă pentru calculul duratei pierderilor maxime.

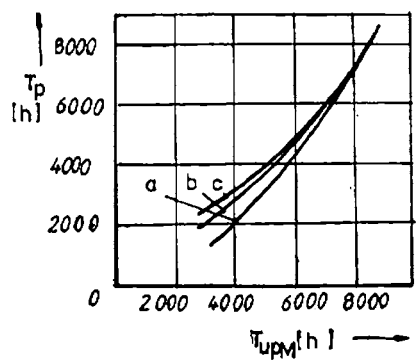


Fig. 1.18. Legătura dintre T_p și T_{uPM} pentru diferite valori ale factorului de putere.

Durata pierderilor maxime este o durată convențională, în cursul căreia, în instalația electrică, se pierde aceeași cantitate de energie ca și în cazul funcționării reale, timp de un an. În figura 1.18 este reprezentată $T_p = f(T_{uFM})$ pentru trei valori ale factorului de putere: cos $\varphi = 1$ (a), cos $\varphi = 0{,}8$ (b) și cos $\varphi = 0{,}7$ (c).

1.1.5.3. APLATIZAREA CURBEI DE SARCINĂ. REDUCEREA CONSUMULUI SPECIFIC DE ENERGIE ELECTRICĂ

Curbele zilnice de sarcină ale sistemelor electroenergetice se caracterizează prin diferențe mari între puterea maximă și cea minimă. Problema fundamentală se referă la acoperirea vîrfului de sarcină, care în unele cazuri se apropie de puterea maximă instalată. Pentru aplatizarea curbei de sarcină este necesar să se cunoască categoriile de receptoare electrice care contribuie la formarea vîrfului de sarcină. De exemplu, la nivelul unui oraș consumul de energie electrică corespunde, în principal, următoarelor grupe: întreprinderi industriale cu unu, două sau trei schimburi echilibrat încărcate; întreprinderi de apă și canal; tracțiunea electrică (tramvai, troleibuz); iluminatul public și iluminatul general (birouri, ateliere, instituții); iluminatul casnic, pierderile de energie din rețele și consumul intern al centralelor. Numai o parte din aceste grupe contribuie la variația curbei de sarcină. Întreprinderile industriale determină diferența de sarcină între zilele de lucru și cele de repaus, iluminatul produce vîrfurile de dimineață și de seară (acestea fiind determinate de ora cînd soarele răsare și apune, precum și de gradul de acoperire a cerului). Curba de sarcină corespunzătoare tracțiunii electrice prezintă unele particularități, fiind caracteristică variația în limite largi a puterii absorbite de substațiile de tracțiune. Cu cît traficul este mai intens și numărul unităților motoare mai mare, cu atît curba zilnică de sarcină este mai uniformă. Pe de altă parte, prin aranjarea convenabilă a graficului de circulație se poate obține o curbă de sarcină care să contribuie la uniformizarea curbei sistemului electroenergetic.

În figura 1.19 se prezintă curba zilnică a sarcinii active la tracțiunea electrică urbană [3.6]. Linia continuă în trepte indică puteri medii pentru 1/2 oră, iar haşura verticală corespunde mediilor pe cîte 6 minute. Forma curbei este dependentă de programul activității sociale și economice din oraș. Pentru aplatizarea curbei

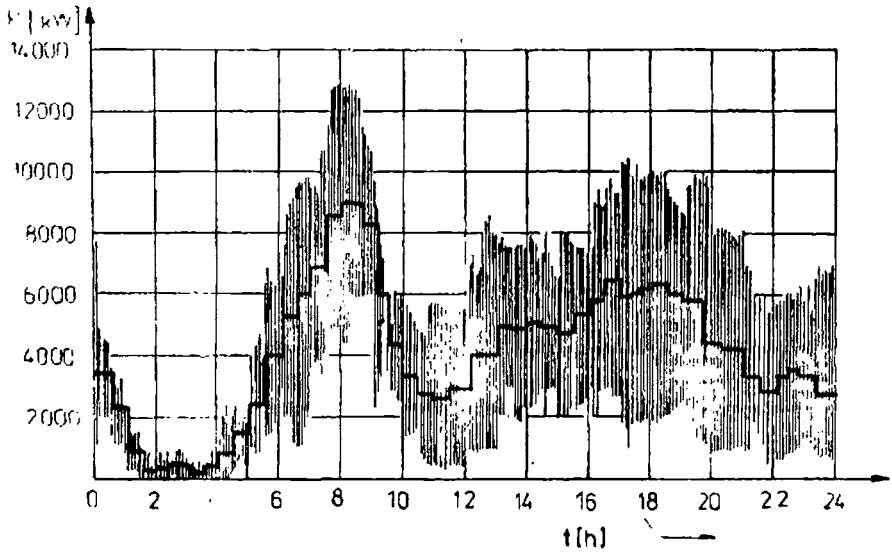


Fig. 1.19. Curba zilnică de sarcină pentru un sistem de tracțiune electrică urbană.

de sarcină a sistemelor electroenergetice se aplică *metode tehnico-organizatorice.* Întreprinderile cu una sau două schimburi de lucru pot contribui printr-o programare corespunzătoare a schimburilor la aplatizarea curbei de sarcină. Întreprinderile care lucrează în trei schimburi sînt obligate de a-şi echilibra puterile medii de schimb. În cadrul diverselor întreprinderi, funcționarea receptoarelor electrice de mare putere poate fi programată, dacă procesul tehnologic permite, astfel ca să se evite orele de vîrf.

Reducerea consumului specific de energie electrică contribuie la reducerea prețului de cost al produsului, iar pe de altă parte permite obținerea cu aceeași cantitate de energie electrică a unor bunuri suplimentare.

Energia electrică consumată pentru producerea unei cantități de produse A se poate exprima prin relația

$$W = k_1 + k_2 A, \tag{1.16}$$

de unde, pentru consumul specific de energie se poate scrie, figura 1.20

$$w = \frac{W}{A} = \frac{k_1}{A} + k_2. \tag{1.17}$$

Reducerea consumului specific de energie electrică se realizează prin mărirea volumului producției A și prin micșorarea termenilor k_1, k_2. O parte k_1, din consumul de energie electrică este independentă de volumul producției, corespunde consumului de energie electrică la funcționarea în gol a mașinilor și aparatelor, pentru regimurile tranzitorii și pentru serviciile auxiliare. Micșorarea termenului k_1 se realizează prin reducerea pierderilor de energie, îmbunătățirea organizării producției (scurtarea duratei de funcționare în gol a motoarelor și aparatelor), recuperarea energiei electrice sau a altor forme de energie care apar în desfășurarea proceselor de producție. Coeficientul de proporționalitate k_2 al părții variabile a consumului de energie electrică poate fi redus prin modernizarea și raționalizarea proceselor tehnologice, în sensul îmbunătățirii randamentului lor.

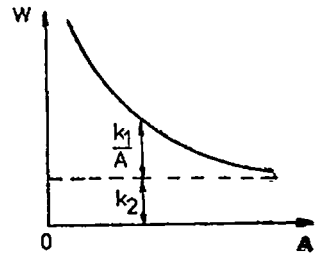


Fig. 1.20. Variația consumului specific de energie electrică.

1.1.5.4. SIMETRIZAREA ÎNCĂRCĂRII FAZELOR REȚELEI TRIFAZATE ÎN CAZUL SARCINILOR MONOFAZATE

În figura 1.21, *a*, *b*, *c* se arată posibilitatea simetrizării curenților absorbiți din rețeaua trifazată de către un receptor electric monofazat (cuptor cu inducție, transformator de sudare etc.) pentru o anumită încărcare a acestuia.

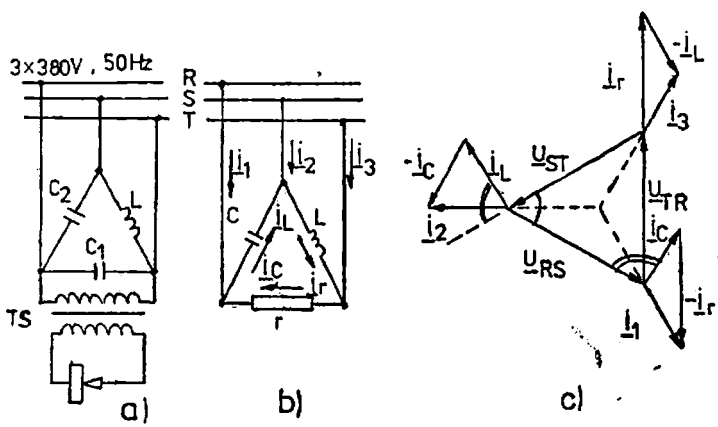


Fig. 1.21. Simetrizarea încărcării rețelei trifazate: *a* — schema de principiu a montajului; *b* — schema echivalentă după compensarea factorului de putere; *c* — diagrama fazorială.

În paralel cu înfășurarea primară a receptorului electric monofazat considerat, de exemplu, un transformator de sudare TS, se montează bateria de condensatoare C_1 astfel ca factorul de putere să devină cos $\varphi=1$, puterea absorbită fiind watată. În aceste condiții, rezistența echivalentă a receptorului este $r=U^2/P$. Receptorul este conectat între fazele $R-T$. Simetrizarea instalației se realizează prin legarea între fazele $R-S$ a unei baterii de condensatoare statice având capacitatea C_2, iar între fazele $S-T$ a unei bobine cu inductivitatea L. Pentru o simetrizare completă, valorile reactanțelor X_L și X_{C2} trebuie să satisfacă relația

$$X_L=X_{C2}=X=\sqrt{3}\cdot r, \tag{1.18}$$

sau

$$\omega L=\frac{1}{\omega C_2}=\sqrt{3}\cdot r, \tag{1.19}$$

în care egalitatea $\omega L=\frac{1}{\omega C_2}$ sau $C_2=\frac{1}{\omega^2 L}$ evidențiază condiția de rezonanță.

Curenții absorbiți din rețea au numai în acest caz aceeași valoare în cele trei faze. Deoarece $U_{RS}=U_{ST}=T_{TR}=U$, se obține

$$I_1=I_2=I_3=\frac{U}{X}=\frac{U}{\sqrt{3}r}=\frac{UP}{\sqrt{3}\cdot U^2}=\frac{P}{\sqrt{3}U}. \tag{1.20}$$

Pentru dimensionarea elementelor dispozitivului de simetrizare L și C_2 se folosește relația $X_L=X_{C2}=\frac{U^2\sqrt{3}}{P}$ (1.21), adică aceea corespunzătoare unei *sarcini simetrice trifazate* la puterea P egală cu puterea absorbită de receptorul monofazat la cos $\varphi=1$. Montajul realizează, în afară de simetrizarea încărcării, compensarea factorului de putere și reducerea pierderii de energie în rețea.

Dacă sarcina monofazată se schimbă, este necesar să se modifice în mod corespunzător parametrii dispozitivului de simetrizare pentru a asigura cerințele simetrizării. În această situație, bobina de inductivitate L și bateria de condensatoare de capacitate C_2 trebuie să fie reglabile.

Receptoarele monofazate încarcă nesimetric rețeaua trifazată, introducînd o nesimetrie a tensiunilor rețelei, nefavorabilă altor receptoare trifazate alimentate de la aceeași rețea. Dacă puterea sarcinii monofazate depășește circa 20% din puterea postului de transformare sînt necesare dispozitive de simetrizare.

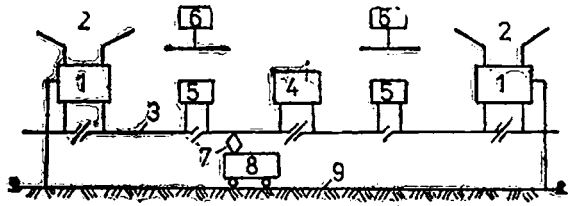


Fig. 1.22. Structura instalației de tracțiune electrică interurbană.

1.1.5.5. PARTICULARITĂȚI ALE INSTALAȚIILOR DE TRACȚIUNE ELECTRICĂ

A. Schema unei instalații de tracțiune electrică interurbană este prezentată în figura 1.22. Substațiile de tracțiune 1 sînt alimentate de la sistemul electroenergetic prin liniile electrice aeriene 2. Locomotivele electrice 8 sînt alimentate de la linia de contact 3 prin captorul de curent (pantograf) 7. Este de remarcat că motoarele electrice ale locomotivei realizează o acționare individuală, în sensul că fiecare motor acționează arborele unei singure perechi de roți. Calea de rulare 9 servește în același timp și la întoarcerea curentului de tracțiune în substație. Posturile de secționare 4 pot realiza conectarea sau secționarea longitudinală a liniei de contact dintre două substații de tracțiune, ceea ce este necesar din motive tehnice și de exploatare. În unele cazuri, din motive de exploatare, secționarea longitudinală a liniei de contact se realizează și prin posturile de subsecționare 5. În cazul liniilor ferate duble, posturile de secționare și cele de subsecționare realizează și legarea în paralel a liniilor de contact de pe cele două căi, ceea ce contribuie la reducerea pierderilor de tensiune și deci la îmbunătățirea nivelului de tensiune în linia de contact. Dacă nu există posturi de subsecționare, legarea în paralel se realizează prin punctele de legare în paralel 6.

După natura curentului de alimentare a liniei de contact se deosebesc următoarele sisteme de tracțiune electrică existente în prezent în exploatare: curent continuu, curent alternativ monofazat de frecvență redusă, curent alternativ monofazat de frecvență industrială. Instalațiile de alimentare cu energie electrică diferă de la un sistem de tracțiune la altul [3.2, 3.6, 3.12].

a. *La tracțiunea electrică în curent continuu* specifică transportului urban și suburban, substațiile de tracțiune conțin transformatoare tri-hexafazate coborîtoare și redresoare cu mercur, iar în

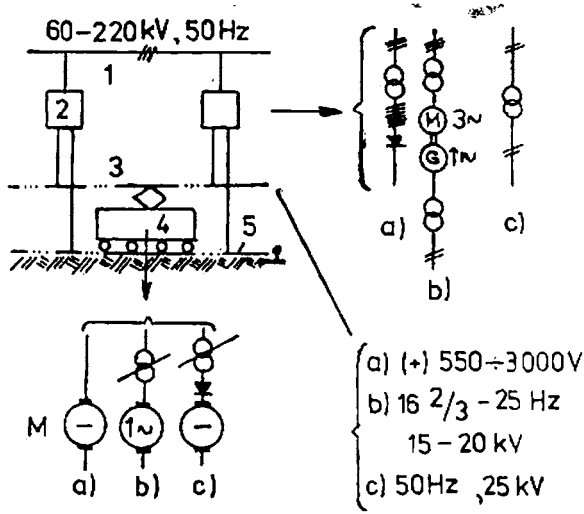


Fig. 1.23. Sisteme de tracțiune electrică :
1 — sistemul electroenergetic; *2* — substațiile de tracțiune; *3* — linia de contact; *4* — locomotiva electrică; *5* — calea de rulare.

ultimii 10—15 ani redresoare cu diode de siliciu și tiristoare. Motorul de acționare este motorul de curent continuu cu excitație în serie, figura 1.23, *a*.

b. *La tracțiunea electrică în curent monofazat la* 16 2/3 *Hz sau 25 Hz* specifică transportului interurban substațiile de tracțiune conțin transformatoare trifazate coborîtoare, grupuri convertizoare rotative și transformatoare monofazate ridicătoare care alimentează linia de contact la tensiunea de 15—20 kV. Motorul de acționare este motorul monofazat cu excitație în serie și colector, alimentat cu tensiune reglabilă sub 0,6 kV, prin intermediul unui transformator monofazat reglabil existent pe locomotivă, figura 1.23, *b*. În unele cazuri, agregatele convertizoare de frecvență se construiesc centralizat sau energia electrică necesară tracțiunii electrice este produsă în centrale proprii la frecvența necesară. În aceste situații, substațiile de tracțiune sînt simple, ele conțin numai transformatoare monofazate coborîtoare.

c. *La tracțiune electrică în curent monofazat la 50 Hz* specifică transportului interurban, sistem de tracțiune care s-a adoptat și în țara noastră, la electrificarea liniilor ferate, substațiile de tracțiune sînt simple și conțin transformatoare monofazate coborîtoare,

figura 1.23, *c*. Motorul de acționare este motorul de curent continuu cu excitație în serie alimentat cu tensiune redresată, reglabilă ca valoare, sub 1 kV. Locomotiva electrică conține transformatorul monofazat coborîtor reglabil și punțile de redresare cu diode de siliciu pentru alimentarea individuală a motoarelor de tracțiune.

B. **Parametrii care caracterizează un receptor de energie electrică** sînt: puterea, tensiunea, factorul de putere, modul de conectare și curba zilnică de sarcină. În cazul tracțiunii electrice, care în raport cu sistemul energetic se prezintă ca un consumator monofazat, se manifestă unele particularități.

a. *Puterea substanței de tracțiune* reprezintă suma puterilor nominale ale tuturor transformatoarelor de bază ale substației (fără transformatoarele de rezervă). Pentru sistemul de tracțiune cu linia de contact alimentată în curent continuu 550—3000 V, distanța dintre substații este relativ redusă 15—25 km, iar puterea substațiilor 4—10 MVA. În sistemul de curent monofazat la 50 Hz, tensiunea la linia de contact în sarcină este 25 kV, distanța între substații este mai mare 50—100 km, iar puterea substațiilor de tracțiune este 15—40 MVA. Tensiunea sistemului electroenergetic de la care se absoarbe puterea în substațiile de tracțiune este 60—220 kV.

b. *Factorul de putere* la care se solicită puterea în substațiile de tracțiune de curent monofazat de 50 Hz depinde de tipul locomotivelor electrice. De exemplu, pentru locomotivele avînd redresoare cu mercur (ignitroane) sau cu diode de siliciu, factorul de putere este 0,8—0,9.

c. În cazul sistemului de tracțiune electrică de curent monofazat de 50 Hz, racordarea substațiilor de tracțiune la sistemul energetic trifazat de alimentare se face monofazat. Acest mod de conectare are o influență nefavorabilă asupra sistemului de alimentare, deoarece produce *disimetrii de curent și de tensiune*.

Locomotiva electrică monofazată echipată cu transformator, redresoare și motoare de curent continuu reprezintă un receptor care se comportă ca un convertizor de energie. O parte din energia absorbită din rețea este transmisă la motoarele de tracțiune, iar restul este retransmisă rețelei sub formă de *curenți armonici*. Tensiunea rețelei se deformează prin căderile de tensiune datorită circulației curenților armonici.

d. *Forma curbei zilnice de sarcină* prezintă o importanță majoră în cazul tracțiunii electrice, deoarece intervin puteri mari. Este caracteristică variația permanentă și relativ rapidă, în limite largi a puterii absorbite.

La căile ferate principale cu trenuri grele, variațiile rapide de sarcină sînt și mai importante decît la transportul urban, aceasta datorită variațiilor profilului în lung și ale vitezei și, mai ales, puterii absorbite la pornire. Este favorabil dacă transportul de marfă se execută în timpul nopții, deoarece în felul acesta rezultă o oarecare aplatizare a vîrfului de sarcină și o utilizare mai optimă a puterii instalate.

C. **Performanțe. Caracteristici.** Sistemul de tracțiune electrică de curent monofazat de 50 Hz are numeroase avantaje tehnice și economice față de sistemul de tracțiune în curent continuu și cel monofazat la frecvență redusă 16 2/3 Hz sau 25 Hz:

— tensiunea ridicată la linia de contact, 25 kV, asigură un consum relativ redus de cupru și o distanță mare între substațiile de tracțiune;

— alimentarea din sistemul electroenergetic se face prin substații de transformare simple, fără grupuri redresoare sau convertoare de frecvență și ca urmare pot fi în mod mai convenabil automatizate și telecomandate;

— locomotivele alimentate în acest sistem de tracțiune electrică se construiesc la puteri foarte mari, pînă la 5—10 MW, necesare antrenării trenurilor de mare tonaj specifice transporturilor moderne;

— nu se produce fenomenul de coroziune electrolitică a conductelor metalice aflate în pămînt, în zona căii ferate electrificate, fenomen care la tracțiunea în curent continuu provoacă pagube importante.

Inconvenientele acestui sistem de tracțiune legate de dezechilibrarea sistemului electroenergetic trifazat, datorită caracterului monofazat al sarcinii de tracțiune, precum și perturbarea liniilor de telecomunicații datorită armonicilor superioare produse de redresoarele locomotivelor devin mai puțin importante o dată cu creșterea puterii sistemelor electroenergetice și cu cablarea liniilor de telecomunicații.

Utilizarea motorului de c.c. serie ca și motor de tracțiune se justifică prin avantajele sale;

— dezvoltă cuplul maxim în momentul inițial al pornirii;

— micșorarea tensiunii de alimentare în limitele admise determină o scădere redusă a cuplului motor;

— puterea motorului este practic constantă în raport cu modificarea turației de acționare, într-o zonă largă de valori din jurul punctului nominal, ceea ce ameliorează curba de sarcină a substațiilor de tracțiune;

— se realizează încărcarea electromecanică aproximativ egală a tuturor motoarelor de acționare, din structura unei locomotive, obligate să aibă aceeași turație la o anumită viteză de mers ;

— permite modificarea relativ simplă a turației prin intermediul tensiunii de alimentare sau a curentului de excitație.

Tracțiunea electrică feroviară este superioară tehnic și economic tracțiunii cu aburi și uneori tracțiunii diesel-electrice și diesel-hidraulice pe liniile cu trafic intens. Cu toate că la sistemul de tracțiune diesel-electrică nu sînt necesare instalațiile electrice corespunzătoare substațiilor de tracțiune și liniei de contact electrificate, trebuie să se țină seamă de problema combustibilului lichid, necesar motorului diesel, pentru o apreciere globală a acestui sistem de tracțiune.

În ultima perioadă, în tracțiunea electrică, în cadrul preocupărilor și realizărilor pentru utilizarea cît mai rațională a energiei, în transportul urban, există preocupări și realizări pentru introducerea unor vehicule cu alimentarea motoarelor electrice prin variatoare electronice statice de c.c. De asemenea există realizări ale unor tipuri moderne de mijloace electrice de transport, fără cale de rulare, cu surse autonome de energie electrică, baterii de acumulatoare. Extinderea noilor echipamente de tracțiune electrică impune, în primul rînd, perfecționarea actualelor surse autonome de energie electrică cît și tipizarea sistemelor de convertoare de curent continuu — impuls pentru motoarele de curent continuu și invertoare cu frecvență variabilă pentru soluțiile de acționare cu motoare asincrone și sincrone. Prin utilizarea sistemelor de acționare electrică cu tiristoare se realizează energetic reglarea economică a sistemelor respective de acționare, fiind posibilă și recuperarea energiei la frînare.

D. **Consumul specific de energie electrică în transporturi.** Pentru determinarea energiei electrice consumată de un vehicul care se deplasează pe un anumit traseu într-un timp T, trebuie cunoscută variația de timp a puterii dezvoltate de motoarele de tracțiune $P(t)$, randamentul vehiculului η_v și al liniei de contact η_{lc}. Energia utilă se determină cu relația

$$W_2 = \int_0^T P \cdot dt, \tag{1.22}$$

iar energia absorbită

$$W_1 = \frac{W_2}{\eta_v \cdot \eta_{lc}}. \tag{1.23}$$

Determinarea curbei puterii $P(t)=F\cdot v$, impune cunoașterea caracteristicilor de tracțiune ale vehiculului, $F(v)$, cît și a curbelor de mers $v(t)$. Curbele de mers se obțin din ecuația mișcării printr-o rezolvare, de obicei, grafică sau grafo-analitică

$$F-F_r=m\frac{dv}{dt}, \tag{1.24}$$

în care F este forța motoare la obada roților, care se determină din caracteristica mecanică a motoarelor de tracțiune, ținînd seamă și de prezența reductorului;

F_r — forța rezistentă determinată de frecări și declivități (rampe și pante);

m — masa vehiculului, în care s-a cuprins și efectul inerțial al tuturor corpurilor aflate în mișcare de rotație.

Consumul specific de energie electrică în transporturi, w, se definește ca raportul dintre energia consumată W_1 de un vehicul și efectul util sau traficul realizat, precizat prin produsul dintre greutatea brută a vehiculului G și distanța L

$$w=\frac{W_1}{G\cdot L}\left[\frac{\text{Wh}}{\text{kN}\cdot\text{km}}\right]. \tag{1.25}$$

De exemplu, consumul specific de energie electrică mediu anual al locomotivelor electrice reprezintă $w_{an}=2-6{,}5\,\frac{\text{Wh}}{\text{kN}\cdot\text{km}}$. Valorile mai mari se referă la trasee de deal și de munte. Pentru electrificarea unei căi ferate este necesar să se cunoască *consumul mediul anual de energie electrică care revine unui kilometru de linie,* pentru un anumit trafic anual

$$W_{an}=w_{an}\cdot G_{an}\left[\frac{\text{Wh}}{\text{km}}\right], \tag{1.26}$$

în care G_{an} este greutatea totală a vehiculelor care străbat într-un an linia respectivă.

În cazul tracțiunii electrice urbane (tramvai, troleibuz), consumul specific de energie electrică, considerat la pantograf, are valori mai mari, $6-12\,\frac{\text{Wh}}{\text{kN}\cdot\text{km}}$.

Unele calcule tehnico-economice indică că este rațional să se electrifice o cale ferată dacă consumul anual de energie electrică al acesteia este mai mare decît 250 MWh/km [1.7, 3.2].

E. Stabilirea gradului de nesimetrie de curent și de tensiune produs de tracțiunea electrică monofazată la 50 Hz asupra rețelei trifazate de alimentare [3.2, 3.6, 3.12].

Nesimetria, sau **disimetria,** introdusă de sarcina monofazată de tracțiune în rețeaua electrică trifazată, este de două feluri:

— nesimetria de curent, apreciată cantitativ prin *coeficientul de nesimetrie al curentului,* definit prin

$$\varepsilon_i = \frac{I_i}{I_d} \tag{1.27}$$

— *nesimetria de tensiune,* apreciată cantitativ prin coeficientul de nesimetrie al tensiunii, definit prin

$$\varepsilon_u = \frac{U_i}{U_d}, \tag{1.28}$$

unde I_d și U_d reprezintă modulele fazorilor componentelor directe ale curentului și tensiunii, iar I_i și U_i modulele componentelor inverse ale acestor mărimi.

Nesimetria de curent are ca efect negativ producerea de încălziri suplimentare în generatoarele centralelor electrice, încălziri care pot duce la reducerea puterii debitate de aceste generatoare. Totodată, sub acțiunea cîmpului invers produs de I_i, unele elemente ale generatoarelor pot intra în vibrații mecanice periculoase. În general, pentru coeficientul de nesimetrie de curent, standardele și normele prescriu anumite limite, care variază între 5% și 15% [3.2].

Nesimetria de tensiune are ca efect înrăutățirea calității energiei electrice furnizate de rețea consumatorilor trifazați din apropierea sarcinii electrice monofazate. Astfel, în motoarele asincrone trifazate, alimentate cu tensiuni nesimetrice, apar, datorită cîmpului rotitor invers dat de U_i încălziri suplimentare, care pot conduce la necesitatea reducerii sarcinii lor utile. Valorile admise pentru coeficientul de disimetrie de tensiune se situează în intervalul 2—5%. Pentru perioade foarte scurte de timp, valorile prevăzute de norme pot fi depășite.

Avînd în vedere efectele nesimetriilor introduse în rețelele trifazate de sarcina monofazată de tracțiune, rezultă că pentru calculele practice *coeficientul de nesimetrie de curent trebuie stabilit la generatoarele centralelor electrice* și la *eventualele compensatoare sincrone, în timp ce coeficientul de nesimetrie de tensiune trebuie stabilit la barele de alimentare ale celor mai apropiați consumatori trifazați de punctul de racordare al substației de tracțiune,* notat cu x, figura 1.24.

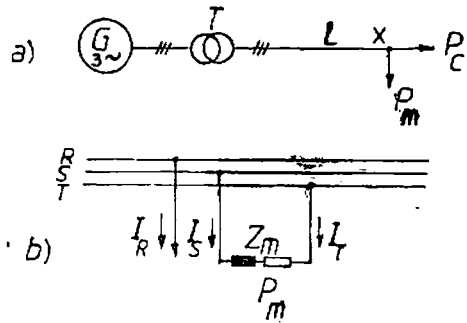


Fig. 1.24. Explicativă pentru alimentarea tracțiunii electrice în curent alternativ monofazat:
a — schema monofilară; *b* — schema echivalentă; *G* — generatorul sistemului; *T* — transformator ridicător de tensiune; *L* — linia trifazată de 110 kV; P_c puterea consumatorilor trifazați; P_m, Z_m puterea, respectiv impedanța sarcinii monofazate de tracțiune.

Condițiile de funcționare în punctul x sînt

$$\underline{I}_R=0\ ;\ \underline{I}_S=-\underline{I}_T\ ;$$
$$\underline{U}_S=\underline{U}_T+\underline{Z}_m\underline{I}_S. \qquad (1.29)$$

Fiind un regim nesimetric, pentru analiza lui se utilizează *teoria componentelor simetrice*. În final, cu unele simplificări, se obține următoarea expresie a coeficientului de nesimetrie de curent:

$$\varepsilon_i=\frac{1}{1+\frac{S_c}{S_m}}; \qquad (1.30)$$

în care S_c este puterea aparentă a consumatorilor trifazați din aval de punctul de racordare al consumatorului monofazat;

S_m este puterea aparentă a consumatorului monofazat.

Pentru coeficientul de nesimetrie de tensiune avem

$$\varepsilon_u=\frac{S_m}{S_{sc}}, \qquad (1.31)$$

unde S_{sc} este puterea de scurtcircuit în punctul de racordare a consumatorilor nesimetrici.

Se poate trage concluzia că nesimetria de curent este cu atît mai mică, cu cît este mai mare puterea absorbită de consumatorii trifazați. Nesimetria de tensiune introdusă în rețeaua trifazată de către sarcina monofazată de tracțiune este cu atît mai mică, cu cît este mai mică sarcina monofazată și cu cît este mai mare puterea de scurtcircuit a sistemului în punctul de racord al sarcinii monofazate.

Reducerea dezechilibrului de curent și de tensiune se obține folosind, în mod uzual, substații cu două transformatoare monofazate T_1, T_2 conectate în V/V. Zona neutrală, ZN, figura 1.25, este necesară în dreptul substațiilor, linia de contact putînd fi alimentată de la două capete. Transformatoarele substației sînt identice și au înfășurarea primară conectată la tensiunea $U_{R\text{-}S}$ și

U_{S-T}. Conectarea ciclică la fazele sistemului a substațiilor de tracțiune, permite echilibrarea sarcinii monofazate creată de locomotiva electrică, prin intermediul a trei substații succesive.

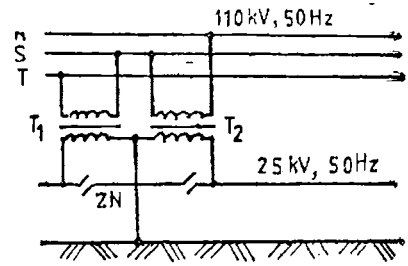


Fig. 1.25. Substație de tracțiune cu două transformatoare monofazate conectate în V/V.

Valoarea acestor nesimetrii depinde și de configurația sistemului, de poziția punctului de racordare a sarcinii monofazate la sistem. Astfel, din punct de vedere al nesimetriei de tensiune este foarte avantajos ca sarcina monofazată să fie racordată cît mai aproape de o centrală puternică și la o tensiune cît mai mare, S_{sc} să fie mai mare. În schimb, din punct de vedere al nesimetriei de curent, această situație este mai puțin avantajoasă, deoarece cea mai mare parte a curenților inverși vor fi repartizați generatoarelor acestei centrale apropiate. În cazurile practice se consideră că dacă $S_m \leqslant S_{sc}/100$, în substațiile de tracțiune nu mai sînt necesare alte măsuri speciale pentru reducerea nesimetriilor introduse de tracțiunea electrică în curent monofazat de 50 Hz [3.2].

1.1.5.6. ÎNTOARCEREA CURENTULUI LA SUBSTAȚIILE DE TRACȚIUNE

A. **Protecția conductelor metalice subterane împotriva coroziunii electrolitice produse de curenții de dispersie.** La vehiculele *alimentate în curent continuu* (tramvai), curentul absorbit de la firul de contact ar trebui să se întoarcă la substațiile de tracțiune urbană numai prin șine (calea de rulare). Dacă rezistența electrică a șinelor este mare, aceasta datorită rosturilor legate numai prin eclise, o parte a curentului continuu, reprezentînd curenții de dispersie sau curenții vagabonzi, pentru a se întoarce la substații, trece din calea de rulare prin pămînt în conductoarele metalice subterane (conducte de apă, gaz sau petrol sau prin mantaua cablurilor electrice) urmărind traseele de rezistență electrică minimă, iar în apropierea substațiilor de tracțiune acești curenți părăsesc conductele metalice din pămînt, și se întorc, la bara negativă a substației, figura 1.26. În locurile în care curenții părăsesc conductele metalice subterane, numite *zone anodice*, iar densitatea de

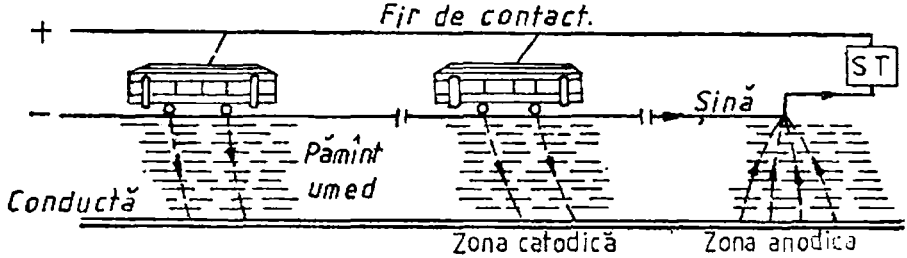


Fig. 1.26. Explicativă pentru curenţi de dispersie.

curent este mare, se produce o coroziune electrolitică cu transport de material, şi ca urmare conductele sînt repede distruse. Evident că procesul de coroziune electrolitică este intensificat de prezenţa în zona anodică a unui sol umed care conţine săruri.

Ţinînd seama de curenţii mari de tracţiune ai vehiculelor urbane de curent continuu 10^2—10^3 A, pierderile de metal la nivelul conductelor subterane sînt uneori foarte importante, fiind obligatorii măsuri de protecţie. Principalele mijloace tehnice care stau la dispoziţie în acest scop pentru reducerea curenţilor de dispersie şi de protecţie a canalizărilor metalice subterane sînt următoarele:

a. Micşorarea rezistenţei electrice a rosturilor de şină prin aplicarea unor legătoare de şină din cupru sau, mai bine, prin sudarea şinelor. Prin aceasta se micşorează diferenţele de potenţial din reţeaua de şine.

b. Alimentarea reţelei de tramvai din mai multe substaţii pentru a reduce extinderea reţelei de şine ce aparţine unei substaţii. Şi această măsură are efectul de a micşora diferenţele de potenţial.

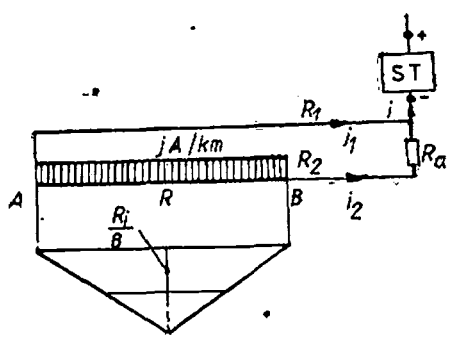


Fig. 1.27. Întoarcerea curentului la substaţie.

c. Crearea de puncte echipotenţiale prin două cabluri de întoarcere avînd rezistenţa R_1, R_2 şi rezistenţa de ajustare R_a. În acest caz, din porţiunea AB a căii cu şine, figura 1.27, curentul se întoarce prin capetele A şi B. În cablul de întoarcere racordat la punctul B, mai apropiat de substaţie, este intercalată rezistenţa R_a calculată aştfel ca potenţialele în A şi B să fie egale. Curenţii de întoarcere vor fi i_1 şi i_2. În cazul

cel mai simplu cînd încărcarea cu curent a porțiunii AB este uniformă, $i_1=i_2$, cea mai mare diferență de potențial din porțiunea AB va fi

$$u=\frac{R\cdot i}{8}, \tag{1.32}$$

unde R este rezistența căii cu șine între A și B, iar i este curentul total de întoarcere.

d. Mărirea rezistenței electrice a zonei dintre șine și conductele metalice subterane prin punerea șinelor pe traverse izolante și ținerea în stare uscată a patului de pietriș. Această condiție poate fi satisfăcută la linii cu platformă proprie. Se observă însă că trecerile la nivel pavate, pun șinele la pămînt. Prin aceste locuri, o parte însemnată din curent poate părăsi șinele, acestea devin anozi și se distrug prin coroziune cu atît mai repede cu cît densitatea de curent este mai mare.

e. Mărirea rezistenței electrice a zonei dintre șine și conductele metalice subterane prin plasarea acestora din urmă la o distanță cît se poate de mare, evitînd paralelismul.

f. Mărirea rezistenței dintre șine și conductele metalice subterane prin aplicarea unui strat izolator (la cabluri electrice, hîrtie asfaltată lipită pe mantaua de plumb). Trebuie observat că stratul izolator nu poate fi niciodată perfect. Experiența a arătat că conducte de gaz protejate printr-o izolație bituminoasă au fost atacate prin coroziune la rosturi unde izolația a fost imperfectă. Curentul ieșit din aceste locuri a fost de densitate mare, ceea ce explică coroziunea locală importantă.

g. *Drenajul electric* constă în legarea galvanică a conductei, în zonă anodică, cu șina. În acest caz, curentul nu va trece din conductă în pămînt și apoi la șină, ci se va închide prin conductorul metalic al drenajului direct la șină. Drenajul trebuie să fie polarizat pentru a se evita trecerea curentului în sens invers, ceea ce ar putea să intervină la frînarea cu recuperare. În acest scop, se poate intercala un element semiconductor, figura 1.28.

h. *Protecția cu sursă auxiliară de curent continuu* (1—3 V, 100 A), care se intercalează între conductă și șină, sau între conductă și sol, cu ajutorul unui anod de sacrificiu, este necesară atunci cînd rezistența conductei de drenaj este prea mare pentru a asigura o protecție suficientă. Sursa de curent continuu, generator rotativ sau redresor static, se conectează cu polul negativ la conductă și polul pozitiv la șină, respectiv la conductorul destinat să devină anod.

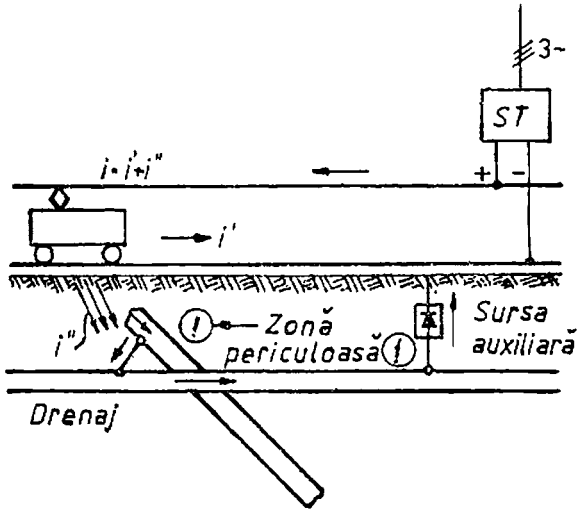


Fig. 1.28. Drenajul electric.

În concluzie, pentru protejarea conductelor metalice subterane față de coroziunea electrolitică se acționează în sensul:

— reducerii valorii curenților de dispersie;

— izolării conductelor metalice subterane prin bandajare și bituminizare sau folosirea unor flanșe izolante;

— stabilirii artificiale a unui potențial negativ al conductei față de sol, eliminîndu-se zona anodică.

Pentru limitarea conținutului în armonici din curentul liniei de contact, la ieșirea din redresorul substației urbane de tracțiune se înseriază o bobină de netezire L care să producă o pierdere de tensiune pentru armonicile superioare. Totodată se prevăd și filtre $L-C$ pentru șuntarea armonicilor de 300 Hz, 600 Hz, 900 Hz, 1 200 Hz, figura 1.29.La un redresor hexafazat, 300 Hz reprezintă frecvența de bază.

B. **Influența liniei de contact de curent alternativ monofazat asupra instalațiilor vecine.** Linia de contact monofazată a sistemului de tracțiune interurbană produce un cîmp magnetic exterior important care înlănțuind conductoarele vecine (linii de telecomunicații, linii aeriene de *JT*) induce în acestea tensiuni electromotoare, care sînt perturbatoare pentru circuitele de telecomunicații și uneori periculoase, sub aspectul protecției muncii datorită valorilor ridicate.

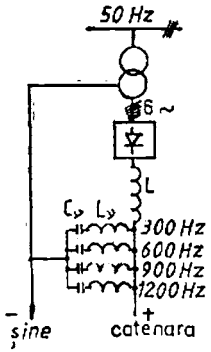


Fig. 1.29. Filtrarea armonicilor curentului redresat.

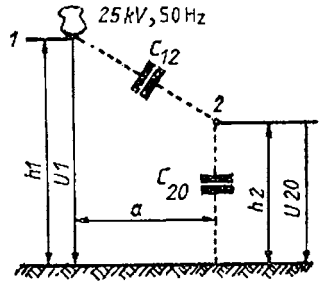


Fig. 1.30. Capacitățile în cazul unei linii de contact paralelă cu linia de telecomunicații.

a. *Influența electrostatică.* Datorită tensiunii mari a liniei de contact, 25 kV, tensiunile față de pămînt produse prin influență electrostatică în conductoarele din apropierea acesteia, sub 10 m, pot atinge valori de ordinul a 10^3 V și reclamă aplicarea unor măsuri corespunzătoare de protecție. Se consideră linia de contact 1 la tensiunea U_1, iar în apropiere un conductor 2, figura 1.30. S-a notat cu C_{12} capacitatea pentru o lungime de 1 km dintre cele două conductoare paralele și cu C_{20} capacitatea pentru o lungime de 1 km a conductorului 2 față de pămînt. În ipoteza unei influențe totale se poate scrie relația

$$U_1 \frac{C_{12} \cdot C_{20}}{C_{12} + C_{20}} = U_{20} \cdot C_{20}, \qquad (1.33)$$

în care U_{20} este tensiunea care apare prin influență electrostatică în conductorul 2. Dacă distanța dintre linia de contact 1 și linia de telecomunicații 2, $a > 10$ m, considerînd $h_1 = h_2 = 6{,}5$ m, există inegalitatea $C_{12} < 0{,}1\ C_{20}$ și ca urmare relația (1.33) devine

$$U_1 \cdot U_{12} = U_{20} \cdot C_{20}. \qquad (1.34)$$

Pentru orientare, în figura 1.31 se arată variația capacității specifice C_{12} în funcție de distanța a. *Tensiunea C_{20} produsă prin influență electrostatică nu depinde de frecvența și de lungimea porțiunii pe care se extinde paralelismul dintre cele două linii,* atît C_{12} cît și C_{20} sînt proporționale cu această lungime, ci *numai de distanța dintre cele 2 linii.*

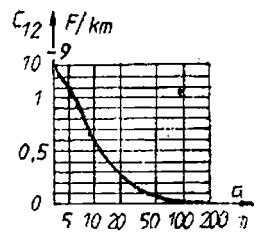


Fig. 1.31. Variația capacității C_{12} în funcția de distanța a.

Pentru distanța $a=10$ m rezultă

$$\frac{U_1}{U_{20}} = \frac{C_{20}}{C_{12}} = 10. \qquad (1.35)$$

De exemplu, la $U_1=25$ kV se obține $U_{20}=2{,}5$ kV. *Concluzia practică impune de a așeza liniile aeriene de telecomunicații la distanțe suficient de mari, mult peste 10 m, față de linia de contact, indiferent dacă sistemul este de curent continuu sau curent alternativ monofazat.*

Dacă sistemul de telecomunicații are conductoare care la extremitatea lor sînt puse la pămînt (telegraf, bloc), atunci curentul capacitiv care se închide la pămînt perturbă funcționarea aparatelor de transmisie.

Pentru o linie de telecomunicații dispusă la 10 m de linia de contact de 25 kV, 50 Hz, considerată paralelă cu aceasta pe o lungime $l=10$ km, valoarea curentului capacitiv este

$$I_C = U_1 \cdot l \cdot \omega \cdot C_{12} = 25\,000 \cdot 10 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 0{,}6 \cdot 10^{-9} = 47 \cdot 10^{-3} \text{A}. \qquad (1.36)$$

Valoarea de 47 mA pentru curentul capacitiv care va circula prin linia de telecomunicații este mai mare decît aproximativ dublul curentului de lucru al liniei respective. Deoarece funcționarea circuitelor de telecomunicații este deranjată pentru abateri de circa 20% față de valoarea normală a curentului de lucru, rezultă necesitatea introducerii circuitelor de telecomunicații în cablu subteran ecranat.

Principala măsură de protecție împotriva influenței electrostatice este legarea la șină a tuturor pieselor metalice din zona de influență electrostatică a liniei de contact.

b. *Influența electromagnetică.* Dacă paralel cu calea ferată electrificată se află o linie aeriană de telecomunicații sau de transport a energiei electrice la joasă tensiune în acestea se induce, față de pămînt, o tensiune electromotoare

$$\underline{U}_e = -j\omega M_{12} l \underline{I} \qquad \text{[V]} \qquad (1.37)$$

în care I este curentul din linia de contact, A ;

l — lungimea paralelismului între cele două circuite, km ;

M_{12} — inductivitatea mutuală pentru o lungime de 1 km dintre linia de contact și linia de telecomunicații H/km ;

ω — pulsația curentului din linia de contact, s^{-1}.

În figura 1.32 se prezintă variația inductivității mutuale specifice M_{12} în funcție de distanța a, dintre liniile paralele, pentru frecvențele de 16 2/3 Hz și 800 Hz. De exemplu, considerînd că în

linia de contact circulă un curent I=100A, la frecvența de 50 Hz, pentru o distanță a=10 m între linii, corespunde M_{12}=8,5·$\cdot 10^{-4}$ H/km, iar tensiunea electromotoare indusă în linia de telecomunicații pentru o lungime l=10 km este

$$U_e = 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 8{,}5 \cdot 10^{-4} \cdot 10 \cdot 1\,000 = 267 \text{ V}.$$

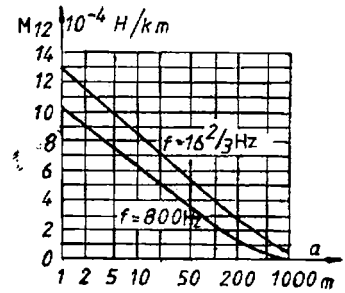


Fig. 1.32. Variația inductivității mutuale M_{12} în funcție de distanța a.

Inductivitatea mutuală specifică M_{12} descreşte încet cu distanța. De aceea trebuie să contăm pe efecte importante de inducție chiar și la conducte a căror distanță de la calea ferată este relativ mare, 200—300 m. Cele mai mari tensiuni sînt induse în caz de scurtcircuit.

Tensiunile induse direct în circuitele de telecomunicații pot fi compensate în mare măsură prin tensiunile induse de către curenții induși în alte conductoare din apropiere. Astfel de conductoare sînt șinele de cale ferată, iar dacă linia de telecomunicații este pusă în cablu, mantaua de plumb a acestuia. În concluzie, șinele și canalizările metalice înecinate din sol pot determina un efect de compensare. De exemplu, în șină se induce direct o tensiune, la fel ca în alte conductoare paralele cu firul de contact. Această tensiune stabilește în circuitul șinei un curent I_s care se închide prin pămînt. Cîmpul magnetic produs de acest curent induce la rîndul lui o t.e.m. în aceleași fire de telecomunicații, ceea ce permite să se compenseze, în parte, tensiunea indusă în linia de telecomunicații de curentul I din firul de contact. Trebuie deosebite două circuite electrice: linie de contact—șine, prin care circulă curentul din linia de contact; respectiv șine—pămînt, prin care circulă curentul indus în șine. Cu cît curentul din șine este mai mare, apropiindu-se de valoarea curentului din firul de contact, și cu cît defazarea sa față de curentul din firul de contact se apropie mai mult de 180°, cu atît mai complet este efectul de compensare. Dacă inductivitatea mutuală pe unitatea de lungime dintre firul de contact și șină este M_{1s}, iar parametrii șinei pe unitatea de lungime sînt rezistența r_s și inductivitatea L_s, atunci curentul indus în șină este

$$\underline{I}_s = \frac{-j\omega M_{1s} \underline{I}}{r_s + j\omega L_s}. \qquad (1.38)$$

în care I reprezintă curentul din linia de contact.

Defazarea curentului din șină față de t.e.m. indusă rezultă din $\operatorname{tg} \varphi_s = \frac{\omega L_s}{r_s}$, adică φ_s se apropie cu atît mai mult de 90° cu cît r_s este mai mic. Dacă calea nu are legătoare de șine, atunci rezistența ohmică a căii este determinată în cea mai mare parte de rezistența rosturilor de șină, care este foarte variabilă și depinde în mare măsură de curent, și anume, scade cu creșterea acestuia. Consecința este că în caz de scurtcircuit, o cale fără legătoare de șină se comportă la fel ca alta care are legătoare de șină.

O posibilitate de a mări curentul din șine este mărirea inductivității mutuale specifice M_{1s}. Aceasta se poate realiza prin *transformatoare de absorbție sau sugătoare, TS*, figura 1.33, *a*. Fiindcă curentul din șine se amortizează repede din cauza scurgerii în pămînt, transformatoarele trebuie puse la distanțe relativ mici unul de altul, 1—3 km. Raportul de transformare este aproximativ 1 : 1. Astfel se obține ca, la o cale cu legătoare de șine, curentul din șine să fie egal cu 95% din cel din firul de contact, defazarea dintre acești doi curenți apropiindu-se de 180°. Perturbațiile din conductoarele de telecomunicații devin mici, aproximativ 1/10 — 1/15 față de situația că nu se folosesc transformatoare sugătoare.

Valoarea tensiunii electromotoare rezultante induse în linia aeriană de telecomunicații, dacă se ține seamă de ecranarea produsă de șine, se obține din relația (1.37), $U_s = k \cdot \omega \cdot M_{12} \cdot l \cdot I$, în care intervine un coeficient de corecție $k < 1$. În concluzie, și în curent alternativ, ca în curent continuu, pentru considerentele precizate la § 1.1.5.6, A, apare necesitatea unor curenți de dispersie cît mai reduși.

Condițiile sînt mai favorabile dacă se instalează un fir special, *conductor de întoarcere sau fir sugător*, legat în paralel cu șinele, figura 1.33, *b*. Fiindcă în acest caz curentul din șină n-are mare influență, transformatoarele se pot pune la distanțe mai mari decît în cazul că n-ar exista firul paralel. Dacă acesta din urmă se

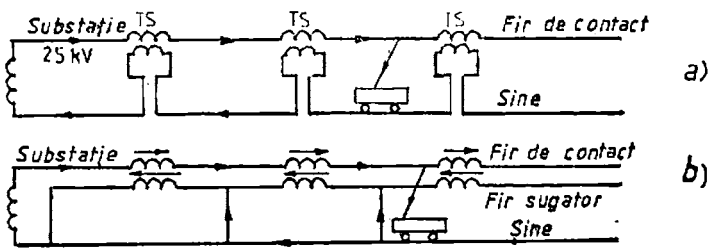


Fig. 1.33. Aplicarea transformatoarelor de absorbție (a) și a conductorului de întoarcere (b).

găseşte în imediata apropiere a firului de contact, t.e.m. indusă în alte conducte paralele este foarte mică. După experienţele făcute, se pot admite în acest caz conducte telegrafice cu un singur fir şi întoarcere în pămînt, perturbaţiile produse fiind neglijabile. Dacă circuitele de telecomunicaţii sînt puse în cabluri, atunci mantaua metalică a cablului reprezintă un ecran electromagnetic.

1.2. ECONOMIA DE ENERGIE ELECTRICĂ ŞI FACTORUL DE PUTERE

1.2.1. FACTORUL DE PUTERE

Într-un caz general al instalaţiilor de curent alternativ în regim nesinusoidal, definirea valorii *momentane sau instantanee* a factorului de putere este dată de relaţia

$$0<k=\frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}}=\frac{P}{S}<1, \qquad (1.39)$$

în care P este puterea activă ; Q — puterea reactivă ; D — puterea deformantă ; S — puterea aparentă.

În regim sinusoidal ($P\neq 0$, $Q\neq 0$, şi $D=0$), pentru circuitele monofazate sau trifazate încărcate simetric la care tensiunile, curenţii şi defazajele sînt identice pe cele trei faze, factorul de putere este egal cu cosinusul unghiului de defazaj dintre tensiune şi curent $k=\cos\varphi$. Relaţia (1.39) devine

$$0<k=\cos\varphi=\frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}}<1. \qquad (1.40)$$

În cazul circuitelor trifazate nesimetrice, defazajul dintre tensiune şi curent diferă pe cele trei faze şi deci $k=\cos\varphi$ corespunde unui defazaj fictiv. Din relaţia (1.39) şi (1.40) se obţine

$$k=\frac{P}{S}=\frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}}=\frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}}\cdot\frac{\sqrt{P^2+Q^2}}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}}=\cos\varphi\cdot\cos\xi, \qquad (1.41)$$

în care factorul

$$\cos \xi = \frac{\sqrt{P^2+Q^2}}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}} < 1 \qquad (1.42)$$

intervine în mod suplimentar datorită regimului deformant.

În practică interesează valoarea medie ponderată, pe un anumit interval de timp (de exemplu o lună), a factorului de putere, definită prin raportul energiilor corespunzătoare celor trei puteri

$$0 < k_{med} = \frac{W}{\sqrt{W^2+W_r^2+W_d^2}} < 1, \qquad (1.43)$$

în care $W = \int_0^T P\,dt$ este energia activă și se măsoară în W.h sau kWh ; $W_r = \int_0^T Q\,dt$ — energia reactivă, se măsoară în var. h sau kvar.h ; $W_d = \int_0^T D\,dt$ — energia deformantă, exprimată prin vad.h sau kvad.h.

Corespunzător relației (1.40) se poate scrie

$$0 < \cos \varphi_{med} = \frac{W}{\sqrt{W^2+W_r^2}} < 1. \qquad (1.44)$$

Scăderea factorului de putere în instalațiile electrice de utilizare, de curent alternativ, este determinată de circulația puterii reactive și deformante în instalațiile respective. *Din relațiile (1.39)—(1.44) rezultă că numai în situația $Q=0$ și $D=0$, adică la compensarea simultană a puterilor reactivă și deformantă, se obțin valorile maxime instantanee și medii ale factorului de putere, $k=1$ și respectiv $k_{med}=1$.*

Valoarea factorului de putere mediu ponderat pe care trebuie s-o realizeze consumatorul, corespunzător căreia nu se tarifează energia reactivă consumată, reprezintă *factorul de putere neutral* și are valoarea 0.92.

Relația (1.44), pe baza consumului înregistrat de energie activă W și de energie reactivă W_r, permite aprecierea instalației consumatorului, fiind folosită și la tarifarea energiei electrice consumate.

Valorile momentane ale factorului de putere se identifică folosind măsurarea directă de cosfimetru sau fie prin măsurarea puteri-

lor P și Q, fie prin măsurarea tensiunii rețelei U și a curentului I, utilizînd relația (1.40), în variantele

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} = \frac{P}{\sqrt{3}\cdot UI} \text{ (rețele trifazate)}, \qquad (1.45)$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} = \frac{P}{UI} \text{ (rețele monofazate)}. \qquad (1.46)$$

Este semnificativ că pentru variații relativ mici ale factorului de putere, puterea reactivă variază relativ mult în raport cu cea activă. Raportul $Q/P=\text{tg}\,\varphi$, denumit *factor al puterii reactive*, evidențiază mai pregnant dinamica variației valorii puterii reactive. Astfel, de exemplu, la $\cos\varphi=0{,}8$ avem $\text{tg}\,\varphi=0{,}75$, iar la $\cos\varphi=0{,}9$ avem $\text{tg}\,\varphi=0{,}48$.

Pentru factorul reactiv $\text{tg}\,\varphi$ și factorul deformant $\text{tg}\,\xi$ există relațiile

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{Q}{P} \text{ (1.47) și } \text{tg}\,\xi = \frac{D}{\sqrt{P^2+Q^2}}, \qquad (1.48)$$

care sînt corelate cu relațiile (1.40) și (1.42).

1.2.2. CAUZELE ȘI EFECTELE CIRCULAȚIEI DE PUTERE REACTIVĂ

1.2.2.1. CAUZE

În instalațiile electrice de utilizare, de curent alternativ care conțin elemente active (rezistoare) și elemente reactive (bobine, condensatoare), și în lipsa elementelor deformante există o circulație de putere activă P de la sursă spre receptor, în corelare cu cerințele procesului tehnologic care se desfășoară la nivelul receptorului respectiv și o circulație de putere reactivă Q care caracterizează energia schimbată reciproc de sursă și echipamentul de utilizare. Dacă receptoarele din instalația de utilizare au un caracter inductiv, curentul de sarcină este defazat în urma tensiunii, în acest caz puterea reactivă circulă de la sursă la receptor, receptoarele respective sînt considerate ca fiind consumatoare de putere reactivă, iar în mod convențional puterea reactivă este considerată *pozitivă* $Q>0$. În cazul receptoarelor la care curentul de sarcină este defazat

înaintea tensiunii, receptoarele respective sînt considerate, în mod convenţional, ca surse de putere reactivă, puterea reactivă circulă în sens invers faţă de cazul precedent, fiind considerată negativă $Q<0$.

Circulaţia puterii reactive este determinată de:

— receptoarele care *consumă* puterea reactivă necesară producerii cîmpurilor magnetice (motoare asincrone, maşini sincrone subexcitate, transformatoare, cuptoare de inducţie, cuptoare cu arc, lămpi cu descărcări în gaze şi vapori metalici, linii electrice aeriene funcţionînd în sarcină şi avînd un caracter inductiv);

— elementele care *produc* puterea reactivă (maşini sincrone supraexcitate, condensatoare statice, linii electrice aeriene de înaltă tensiune sau linii electrice în cablu funcţionînd cu sarcină redusă şi avînd un caracter capacitiv).

Orientativ se precizează că, de exemplu, puterea reactivă absorbită de o întreprindere din industria constructoare de maşini se datoreşte în proporţie de circa 70% motoarelor asincrone, 20% transformatoarelor şi restul de 10% liniilor electrice aeriene şi altor receptoare (lămpi cu descărcări în gaze şi vapori metalici, bobine de reactanţă, aparate de inducţie etc.).

Motoarele asincrone reprezintă cele mai importante consumatoare de putere reactivă. Curentul de magnetizare şi puterea reactivă absorbită de acestea, sînt, procentual, mai mari la motoarele asincrone decît la transformatoare. Explicaţia constă în aceea că la puteri egale, volumul circuitului feromagnetic este mai mare în cazul motoarelor decît la transformatoare. Pe de altă parte, în cazul motoarelor o importanţă foarte mare o are volumul întrefierului, care în cazul transformatoarelor este practic nul.

A. În practică, funcţionarea *motoarelor asincrone* cu un coeficient de încărcare β, avînd valori reduse datorită exploatării tehnologice necorespunzătoare a acţionării respective, determină scăderea factorului de putere sub valoarea nominală.

Puterea reactivă absorbită de motorul asincron la o sarcină oarecare se exprimă prin relaţia

$$Q=Q_0+Q_a=Q_N\,[\alpha+(1-\alpha)\,\beta^2]=Q_0+(Q_N-Q_0)\beta^2, \qquad (1.49)$$

în care Q_N este puterea activă absorbită la sarcina nominală ($\beta=1$);

$\alpha=\frac{Q_0}{Q_N}$ — valoarea relativă a puterii reactive la funcţionarea în gol, raportată la valoarea nominală;

$\beta=\frac{P}{P_N}$ — coeficientul de încărcare al motorului;

$Q_d = (1-\alpha)\beta^2 \cdot Q_N$ — puterea reactivă de dispersie ;

Q_0 — puterea reactivă la funcționarea în gol ($\beta = 0$), corespunzătoare magnetizării motorului.

Ținînd cont de relația (1.40) se obține

$$\cos\varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{\frac{P}{P_N}}{\sqrt{\left(\frac{P^2}{P_N}\right)^2 + \left(\frac{Q}{P_N}\right)^2 \cdot \left(\frac{Q_N}{Q_N}\right)^2}} =$$

$$= \frac{\beta}{\sqrt{\beta^2 + [\alpha + (1-\alpha)\beta^2]^2 \operatorname{tg}^2\varphi_N}}, \qquad (1.50)$$

unde $\operatorname{tg}\varphi_N = \frac{Q_N}{P_N}$. Relația (1.50) se poate scrie și sub forma

$$\cos\varphi = \frac{\beta}{\sqrt{\beta^2 + [\alpha + (1-\alpha)\beta^2]^2 \cdot \left(\frac{1}{\cos^2\varphi_N} - 1\right)}}. \qquad (1.51)$$

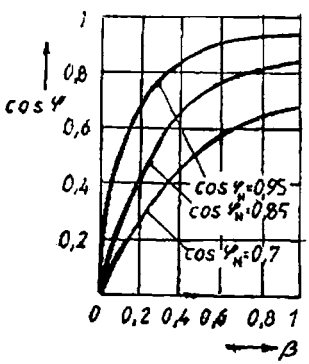


Fig. 1.34. Curbe de variație $\cos\varphi = f(\beta)$ la motoare asincrone.

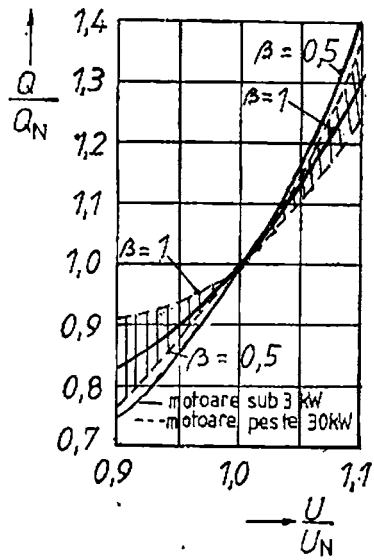


Fig. 1.35. Variația puterii reactive absorbită de motoare asincrone în funcție de tensiunea de alimentare pentru diferite valori β.

În figura 1.34 este reprezentată dependența $\cos\varphi = f(\beta)$ pentru unele tipuri de motoare asincrone avînd diferite valori nominale $\cos\varphi_N$ ale factorului de putere. Se observă că pentru valori $\beta < 0.5$ scăderea factorului de putere sub valoarea nominală este deosebit de accentuată. Dacă în exploatare, tensiunea de alimentare a motoarelor asincrone crește, aceasta provoacă o mărire a puterii reactive absorbite, cu consecințe nefavorabile privind factorul de putere. Explicația are în vedere creșterea curentului de magnetizare cu atît mai mult cu cît motorul respectiv este mai saturat în punctul său nominal de funcționare, corespunzător tensiunii nominale. În figura 1.35 este prezentată, orientativ, dependența puterii reactive absorbite de unele tipuri de motoare asincrone în funcție de valoarea relativă a tensiunii de alimentare pentru diferite valori ale coeficientului de încărcare.

B. La *transformatoare*, puterea reactivă totală absorbită este dată de relația [1.3]

$$Q = Q_0 + Q_d = \frac{S_N}{100}(I_0\% + k_f \cdot \beta^2 \cdot u_{sc}\%), \qquad (1.52)$$

în care: Q_0 este puterea reactivă de magnetizare, corespunzătoare funcționării în gol; Q_d — puterea reactivă de dispersie; $I_0\%$ — curentul de funcționare în gol, exprimat în procente din curentul nominal; $k_f > 1$ — factorul de formă al curbei curentului de sarcină, definit ca raportul dintre valoarea medie pătratică și valoarea medie aritmetică, calculată pentru o anumită perioadă, în raport cu curba curentului de sarcină $I(t)$; $\beta = S/S_N$ — factorul de încărcare al transformatorului; $u_{sc}\%$ — tensiunea procentuală de scurtcircuit.

În exploatare, ca și la motoarele asincrone, funcționarea transformatoarelor la o putere medie sub cea nominală determină scăderea valorii factorului de putere ca urmare a creșterii puterii reactive absorbite.

C. La *instalațiile electrotermice* cu cuptoare, consumul de putere reactivă intervine datorită prezenței transformatoarelor sau autotransformatoarelor reglabile de alimentare, intercalate între rețea și cuptorul electric, cît și în corelare cu tipul cuptorului (cu arc electric, cu inducție). Reține atenția că puterile actuale relativ mari ale cuptoarelor trifazate cu arc electric, cu o capacitate tehnologică de 400 t și 80 MW implică în valori absolute o circulație mare de putere reactivă [1.2, 4.7].

La instalațiile de redresare, consumul de putere reactivă ține seamă de prezența transformatorului de alimentare și a redresorului.

D. *Liniile electrice* consumă putere reactivă datorită propriei inductivități. Pierderile de putere reactivă pe o linie corespund relației $Q_L = L \cdot \omega \cdot I^2$. (1.53)

La liniile aeriene, distanța dintre conductoare este relativ mai mare decît la liniile în cablu și deci inductivitățile liniilor aeriene au valori mai mari. Din relația (1.53) se constată că puterea reactivă crește cu pătratul curentului de sarcină.

Pe de altă parte, liniile electrice produc o putere reactivă datorită capacității lor

$$Q_C = C \cdot \omega \cdot U^2, \tag{1.54}$$

a cărei valoare este mai mare la liniile în cablu, acestea avînd capacități mai mari, deoarece conductoarele sînt mai apropiate și constanta dielectrică mai mare. Totodată, reține atenția că puterea reactivă produsă este proporțională cu pătratul tensiunii, este independentă de sarcină și are valori mari chiar și în cazul liniilor electrice aeriene de înaltă tensiune.

În concluzie, *la nivelul unei linii electrice puterea reactivă rezultantă poate avea valori pozitive sau negative ținînd seamă de prezența celor două componente, una dependentă de pătratul curentului, a doua dependentă de pătratul tensiunii.*

E. *Motoarele sincrone*, funcționînd cu factor de putere capacitiv, adică în regim supraexcitat, reprezintă surse de putere reactivă.

F. *Bateriile de condensatoare* derivație furnizează putere reactivă, corespunzător relației (1.54).

1.2.2.2. EFECTE

Circulația de putere reactivă are efecte negative asupra întregului sistem de producere, transport, distribuție și utilizare a energiei electrice.

A. **Creșterea pierderilor de putere activă în rezistența conductoarelor instalațiilor electrice.** Curentul aparent absorbit de receptoare, la o putere activă constantă, crește cu scăderea factorului de putere. În conductoarele unei linii trifazate, pierderile de putere sînt date de relația

$$\Delta P = 3RI^2 = \frac{R}{U^2} \; S^2 = \frac{R \cdot P^2}{U^2 \cdot k^2}. \tag{1.55}$$

Ținînd seamă de relațiile (1.39) și (1.40) se obține

$$\Delta P = \frac{R}{U^2}(P^2 + Q^2 + D^2) = \Delta P_a + \Delta P_r + \Delta P_d \tag{1.56}$$

și respectiv la $D=0$

$$\Delta P=\frac{R}{U^2}(P^2+Q^2)=\Delta P_a+\Delta P_r. \qquad (1.57)$$

Cazul general corespunde relației (1.56) care scoate în evidență cele trei componente ale pierderilor de putere ΔP_a, ΔP_r și ΔP_d, corespunzătoare circulației puterii active, absorbită de receptor în corelare cu necesitățile procesului tehnologic, puterii reactive și puterii deformante. Din relația (1.55) rezultă că la o aceeași putere activă transmisă receptorului, pierderile de putere cresc invers proporțional cu patratul factorului de putere k. De exemplu, o instalație electrică de utilizare, care funcționează la putere activă constantă P dar cu un factor de putere $k=0,7$ are pierderi de putere activă de aproximativ două ori mai mari decît în cazul în care ar funcționa la un factor de putere $k=1$.

Din expresia (1.56) se obține concluzia că valoarea minimă a pierderilor de putere activă corespunde cazului cînd în instalația electrică respectivă $Q=0$ și $D=0$

$$P_{min}=\frac{R}{U^2}P^2=\Delta P_a. \qquad (1.58)$$

Costul energiei reactive absorbite peste limita corespunzătoare factorului de putere neutral se suportă de către utilizator. *Echivalentul energetic al puterii reactive* transportate, K_e, se definește ca fiind puterea activă absorbită pentru transmiterea puterii reactive de 1 kvar într-un punct al rețelei electrice, fiind dependent de poziția punctului în rețea și de factorul de putere al rețelei. În cazul transformatoarelor legate direct la barele centralelor, valoarea minimă este $K_e=0,02$ kW/kvar [1.1, 1.2, 1.3, 1.5].

Un alt aspect al problemei, referitor la pierderile de putere activă din rețeaua unei instalații de utilizare, ține seama de faptul că aceasta poate fi trifazată, bifazată sau monofazată. Se demonstrează că dacă se transportă aceeași putere P, iar conductoarele rețelelor sînt identice, într-o rețea trifazată perfect echilibrată pierderile de putere activă $\Delta P_{(3)}$ sînt mai mici de 2,25 ori decît cele dintr-o rețea bifazată $\Delta P_{(2)}$ cu fazele egal încărcate și de 6 ori

mai mici decît cele dintr-o rețea monofazată $\Delta P_{(1)}$. Sub formă recapitulativă se prezintă calculul acestor pierderi de putere :

Tipul rețelei \ Curenți și pierderi	I_R	I_S	I_T	I_0	$\Delta P_{1,2,3)}$	$\frac{\Delta P}{\Delta P_{(3)}}$
Trifazată (3)	I	I	I	0	$\Delta P_{(3)}=3RI^2$	1
Bifazată (2)	$1{,}5I$	$1{,}5I$	—	$1{,}5I$	$\Delta P_{(2)}=6{,}75RI^2$	2,25
Monofazată (1)	$3I$	—	—	$3I$	$\Delta P_{(1)}=18RI^2$	6

Alegerea sistemului de distribuire mono-, bi-, sau trifazat rezultă pe baza unui calcul tehnico-economic în care se ține seamă și de valoarea investiției aferente tipului de rețea adoptat.

B. **Supradimensionarea instalațiilor electrice,** adică necesitatea unor *investiții suplimentare* rezultă din faptul că acestea se dimensionează pentru puterea aparentă nominală, care este

$$S_N = \frac{P_N}{k_N} \tag{1.59}$$

cu atît mai mare cu cît factorul de putere este mai redus.

În cazul circuitelor de curent alternativ, avînd factor de putere redus, constanta electromagnetică de timp este mai mare și deci și curentul de scurtcircuit atinge valoarea permanentă după un timp mai îndelungat. Ca urmare, dimensiunile aparatelor electrice și în special puterea de rupere a întreruptoarelor automate trebuie mărite, ceea ce implică alte investiții suplimentare.

C. **Reducerea încărcării instalațiilor existente.** Dacă în exploatare valoarea factorului de putere $k<k_N$ pentru care au fost proiectate instalațiile electrice respective, se reduc posibilitățile de încărcare la puterea activă nominală a instalațiilor existente

$$P=S_N \cdot k < P_N = S_N \cdot k_N. \tag{1.60}$$

D. **Variația pierderilor de tensiune. Creșterea pierderilor de tensiune în instalații,** în cazul unui factor de putere inductiv, figura 1.36, *a* și creșterea tensiunii în instalații, în cazul unui factor de putere capacitiv, figura 1.36, *b*. În regim sinusoidal, pentru un factor de putere inductiv, pierderile de tensiune, considerînd mărimi pe fază sînt date de relația

$$\Delta U = U_1 - U_2 = RI\cos\varphi + XI\sin\varphi = \Delta U_a + \Delta U_r. \tag{1.61}$$

$$\Delta U = \frac{R}{U}P + \frac{X}{U}Q), \tag{1.62}$$

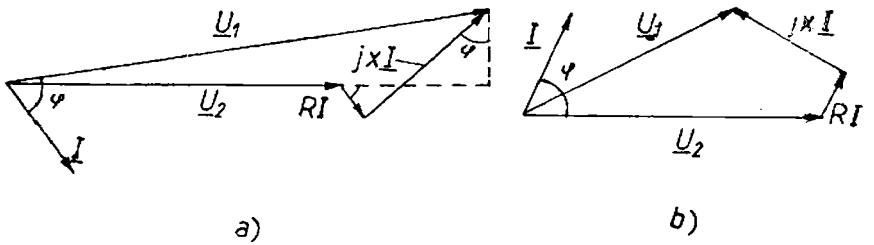


Fig. 1.36. Explicativă pentru pierderea de tensiune în cazul unui factor de putere inductiv (a) și capacitiv (b).

în care: U_1 este tensiunea la bornele sursei de alimentare; U_2 — tensiunea la receptor; R, X — rezistența, respectiv reactanța liniei electrice care leagă sursa de receptor.

La instalațiile electrice se face distincție între *pierderea de tensiune* (diferența modulelor, $U_1-U_2=\Delta U$) și *căderea de tensiune* (diferența între mărimi complexe $\underline{U}_1-\underline{U}_2=\Delta\underline{U}$).

Din relația (1.62) rezultă că pentru $\overline{Q}=0$, adică în lipsa unei circulații de putere reactivă

$$\Delta U=\Delta U_{min}=\Delta U_a. \tag{1.63}$$

Dacă factorul de putere este capacitiv efectul este de asemenea nefavorabil, deoarece pentru valori sub 0,8 — 0,9 tensiunea la bornele receptoarelor poate să fie cu mult mai mare decît tensiunea la sursă. Această situație, dezavantajoasă în exploatare, mărește limitele de variație ale tensiunii la bornele receptoarelor.

În cazul sarcinilor capacitive este posibil ca

$$\Delta U=\frac{R}{U}P-\frac{X}{U}Q=0, \tag{1.64}$$

adică transportul energiei electrice să se realizeze fără pierdere de tensiune. Dacă $Q>\frac{R}{X}P$, pierderea de tensiune devine negativă iar $U_1<U_2$.

1.2.3. SOLUȚII PENTRU REDUCEREA CONSUMULUI ȘI CIRCULAȚIEI NERAȚIONALE DE PUTERE REACTIVĂ

Odată cu creșterea gradului de complexitate a sistemului electroenergetic, problema realizării și menținerii unui factor de putere peste valoarea neutrală a acestuia, în toate zonele și punctele

sistemului devine deosebit de dificilă. Pierderile suplimentare de putere și energie, datorită unui factor de putere redus, existent în diferite zone ale sistemului, se cuprind în *consumul tehnologic* al rețelelor electrice, indicator a cărui dinamică trebuie să fie scăzătoare. De asemenea și consumul tehnologic propriu al centralelor este necesar să fie redus.

1.2.3.1. MĂSURI TEHNICO-ORGANIZATORICE

Acestea au în vedere alegerea și exploatarea optimizată a echipamentelor electrice de utilizare. Totodată, referitor la transportul și distribuția energiei electrice, configurația și structura rețelei electrice trebuie să contribuie la reducerea consumului energetic tehnologic propriu al acestora.

A. **Regimul optim de exploatare a transformătoarelor din punct de vedere al pierderilor minime.** Pierderile de energie activă din transformatoare pe durata T, rezultă din relația

$$\Delta W = \Delta P_0 T + \int_0^T \beta^2 \cdot \Delta P_{sc} dt, \tag{1.65}$$

în care ΔP_0 și ΔP_{sc} sînt pierderea de puterea activă la funcționarea în gol și respectiv la scurtcircuit.

Dacă sarcina este constantă, coeficientul de încărcare $\beta = \text{const.}$, relația (1.65) devine

$$\Delta W = \Delta P_0 T + \beta^2 \Delta P_{sc} T. \tag{1.66}$$

Pierderea relativă de energie, raportată la energie transmisă W, se poate scrie

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{\Delta P_0 T + \int_0^T \beta^2 \Delta P_{sc} dt}{P_{max} \cdot T_{uPM}}, \tag{1.67}$$

în care T_{uPM} este durata de utilizare a puterii active maxime.

Cu notațiile

$$P_{max} = S_{max} \cos \varphi = \beta_{max} S_N \cos \varphi,$$

și

$$\int_0^T \beta^2 dt = \beta^2_{max} T_p,$$

unde T_p este durata pierderilor maxime, relația (1.67) devine

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{1}{T_{uPM} S_N \cos\varphi} \left[\frac{\Delta P_0 T}{\beta_{max}} + \beta_{max} \Delta P_{sc} T_p \right]. \quad (1.68)$$

Din relația (1.68), prin derivare în raport cu β_{max}, se poate determina valoarea lui β_{max} pentru care pierderile relative de energie sînt minime

$$\frac{d\left(\frac{\Delta W}{W}\right)}{d\beta_{max}} = \frac{1}{T_{uPM} S_N \cos\varphi} \left[-\frac{\Delta P_0 T}{\beta^2_{max}} + \Delta P_{sc} T_p \right] = 0, \quad (1.69)$$

unde

$$\beta_{max} = \sqrt{\frac{\Delta P_0 T}{\Delta P_{sc} T_p}}. \quad (1.70)$$

Dacă transformatorul funcționează la sarcină constantă, încărcarea optimă se determină cu relația

$$\beta = \sqrt{\frac{\Delta P_0}{\Delta P_{sc}}}. \quad (1.71)$$

Dacă se ține seama și de pierderile de putere datorită circulației puterii reactive absorbită de transformator, relațiile (1.70) și (1.71) devin

$$\beta_{max} = \sqrt{\frac{\Delta P_0 + k_e \Delta Q_0}{\Delta P_{sc} + k_e \Delta Q_{sc}} \cdot \frac{T}{T_p}}, \quad (1.72)$$

și

$$\beta = \sqrt{\frac{\Delta P_0 + k_e \Delta Q_0}{\Delta P_{sc} + k_e \Delta Q_{sc}}}, \quad (1.73)$$

în care k_e este echivalentul energetic al puterii reactive, în $\frac{kW}{kvar}$; ΔQ_0 și ΔQ_{sc} sînt pierderile de putere reactivă la funcționarea în gol și respectiv la scurtcircuit.

Regimul optim din punct de vedere economic este acela în care pierderile de energie electrică sînt minime. Expresia pierderilor totale se obține prin însumarea pierderilor de putere activă din transformator și a pierderilor de putere activă din rețelele aferente vehiculării energiei reactive absorbită de transformator

$$\Delta P\Sigma = \Delta P_0 + k_e \Delta Q_0 + \beta^2 (\Delta P_{sc} + k_e \Delta Q_{sc}) = \Delta P_0 \Sigma + \beta^2 \Delta P_{sc} \Sigma. \quad (1.74)$$

Analitic, regimul optim de funcționare corespunde situației $\Delta P_{0\Sigma}=\beta^2\cdot\Delta P_{sc\Sigma}$, rezultatul fiind în concordanță cu relația (1.73).

În cazul mai multor transformatoare care funcționează în paralel, se poate determina pe cale grafică regimul de funcționare pentru care pierderile totale în transformatoare sînt minime, figura 1.37. Din figură se constată că pentru sarcini în domeniul $0<S<S_1$ este avantajoasă funcționarea transformatorului 1, pentru sarcini $S_1<S<S_2$ este avantajoasă funcționarea transformatorului 2, iar pentru sarcini mai mari decît S_2 este avantajos ca să funcționeze ambele transformatoare în paralel. Curbele 1 și 2 corespund pierderilor de putere activă la funcționarea separată a transformatoarelor 1 și 2. Curba 1+2 corespunde pierderilor de putere activă la funcționarea în paralel a celor două transformatoare.

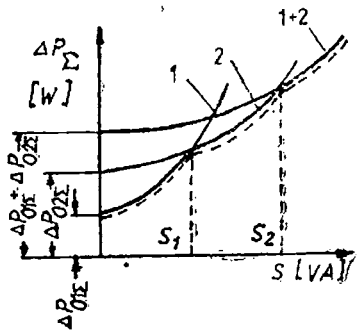


Fig. 1.37. Variația pierderilor de putere activă în transformatoare în funcție de sarcină.

Pierderile de energie activă în linii rezultă din relația (1.55), valabilă pentru sarcină variabilă

$$\Delta W=\int_0^T \frac{P^2+Q^2}{U^2}R\,dt=3R\int_0^T I^2\,dt=3RI^2_{max}T_{pt} \qquad (1.75)$$

Dacă sarcina este constantă în timp, relația (1.75) se scrie

$$W=3RI^2T. \qquad (1.76)$$

Secțiunea economică a unei linii rezultă din analiza cheltuielilor anuale C_a, compuse din cheltuielile de exploatare corespunzătoare pierderilor și costurilor de întreținere și cheltuielile datorate amortizărilor. Exprimarea celor două categorii de cheltuieli în funcție de secțiunea liniei se face prin relațiile

$$C_{aE}=3\rho\frac{L}{s}I^2_{max}T_p\tau+C_{aI}, \qquad (1.77)$$

și

$$C_{aA}=k_1s+k_2, \qquad (1.78)$$

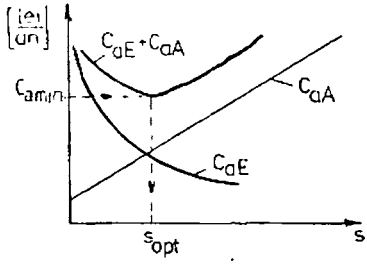


Fig. 1.38. Determinarea secțiunii optime a unei linii.

în care C_{aE} reprezintă cheltuielile de exploatare, în $\frac{\text{lei}}{\text{an}}$;

C_{aA} — cheltuielile datorită amortizărilor, în $\frac{\text{lei}}{\text{an}}$;

ρ — rezistivitate conductorului, în Ωm;

L — lungimea conductorului, în m;

s — secțiunea conductorului, în m^2;

τ — tariful energiei electrice, în lei/kWh;

C_{aI} — cheltuielile de întreținere, în $\frac{\text{lei}}{\text{an}}$.

Cheltuielile datorate amortizărilor au un termen constant k_2 și unul proporțional cu secțiunea $k_1 s$. Reprezentînd grafic variația în funcție de secțiune a celor două categorii de pierderi și efectuînd însumarea lor grafică, $C_a = C_{aE} + C_{aA}$, se poate determina secțiunea economică optimă s_{opt} a liniei electrice, figura 1.38.

Pentru pierderea relativă de energie în liniile trifazate se poate scrie relația

$$\frac{\Delta W}{W} = \frac{3I_{max}^2 RT_p}{\sqrt{3}UI_{max}T_{uPM}\cos\varphi} = \frac{\sqrt{3}I_{max}RT_p}{UT_{uPM}\cos\varphi} = \frac{WRT_p}{U^2T_{uPM}^2\cos^2\varphi}. \quad (1.79)$$

Din relația (1.79) rezultă următoarele concluzii privind pierderea de energie:

— este direct proporțională cu rezistența conductelor, putînd fi redusă prin mărirea secțiunii acestora. Mărirea secțiunii este justificată numai dacă secțiunea existentă este mai mică decît cea economică;

— este invers proporțională cu pătratul factorului de putere. Ca urmare, prin aplicarea măsurilor de compensare se obține și o funcționare mai economică a rețelelor;

— este invers proporțională cu pătratul tensiunii. Mărirea tensiunii conduce la micșorarea pierderilor, dar această soluție necesită investiții suplimentare, motiv pentru care este necesară analiza ei pe baza unor calcule tehnico-economice.

— este invers proporțională cu pătratul duratei de utilizare a puterii active maxime. Rezultă că mărirea coeficientului de aplatizare a curbei de sarcină reduce pierderile de energie electrică.

B. **Înlocuirea transformatoarelor slab încărcate,** deoarece acestea funcționează cu valori reduse ale factorului de putere, figura 1.39. Se recomandă înlocuirea transformatoarelor, care lucrează sub 50% din sarcina nominală.

C. **Înlocuirea motoarelor asincrone sau mărirea coeficientului de încărcare.** Consumul de putere reactivă al motoarelor asincrone este dat de relația (1.49). Dacă termenul Q_0 reprezintă în medie 0,7 Q_N, pentru cazul unui coeficient de încărcare $\beta=0,5$ se obține

$$Q_{\beta=0,5}=0,7\ Q_N+(Q_N-0,7\ Q_N)\cdot 0,5^2=0,775\ Q_N. \qquad (1.80)$$

adică, deși coeficientul de încărcare β s-a redus la jumătate, valoarea consumului de putere reactivă este ridicată. În corelare și cu figura 1.34 se fac următoarele recomandări:

— se pot înlocui motoarele asincrone care au o încărcare medie cuprinsă între 0,45—0,7 din valoarea nominală, numai pe baza concluziilor de *rentabilitate ale unui studiu tehnico-economic,* din care să rezulte o reducere a pierderilor de putere activă în sistemul electroenergetic și în motor, iar cheltuielile suplimentare de investiții legate de înlocuire să se amortizeze în contul economici de energie realizată.

— este utilă înlocuirea motoarelor asincrone încărcate în medie sub 0,45 din sarcina nominală [1.1].

D. **Micșorarea fluxului magnetic al motoarelor asincrone în regim de sarcină redusă** se obține prin scăderea tensiunii aplicate motorului. Ca urmare, are loc reducerea curentului de magnetizare și deci îmbunătățirea factorului de putere. Pe de altă parte, se produce o scădere a cuplului motor, aproximativ proporțională cu

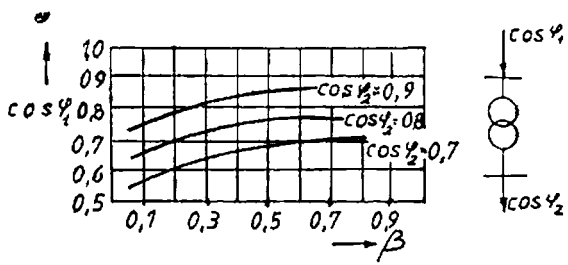


Fig. 1.39. Variația factorului de putere la transformatoare: $\cos\varphi_1$ și $\cos\varphi_2$ — valorile pe partea primară, respectiv secundară a transformatorului.

pătratul raportului tensiunilor. Această metodă se poate aplica la motoarele al căror regim de lucru cuprinde perioade relativ lungi de funcționare la sarcină redusă, în general sub 30% din sarcina nominală. Soluția practică corespunde trecerii motoarelor cu conexiunea normală în triunghi (Δ) la funcționarea cu conexiunea stea (λ). Prin această modificare a conexiunilor, tensiunea aplicată fiecărei faze a înfășurării se micșorează în raportul $1/\sqrt{3}$, iar cuplul se micșorează în raportul 1/3. Trebuie remarcat că la funcționarea motorului cu tensiune redusă se mărește și randamentul ca urmare a micșorării pierderilor de fier, figura 1.40.

E. Reducerea duratelor de funcționare în gol, prin deconectarea de la rețea a motoarelor asincrone și transformatoarelor în perioada de repaus netehnologic a mașinilor de lucru. Prin acest procedeu se elimină, pe de o parte, pierderile de putere activă corespunzătoare regimului de funcționare în gol al echipamentelor electrice, iar pe de altă parte se înlătură consumul relativ ridicat de putere reactivă, care la funcționarea în gol reprezintă 70—80% din puterea reactivă consumată la sarcina nominală. Dacă opririle motorului asincron sub acțiunea limitatorului automat de mers în gol, care comandă acționarea întrerupătorului principal pentru deconectare, au o durată prea scurtă, alternînd periodic cu intervale de sarcină, economiile rezultate din perioadele de oprire ale motorului ar putea fi anulate sau chiar depășite de consumul suplimentar de energie din perioadele de pornire ale motorului. Orientativ, se menționează că în schemele de acționări cu motoare asincrone *folosirea limitatoarelor automate de mers în gol devine rentabilă pentru pauze de lucru care depășesc 10 s.* În lucrările [1.1, 1.6] sînt analizate detaliat unele scheme și echipamente care permit deconectarea automată a utilajelor la mers în gol.

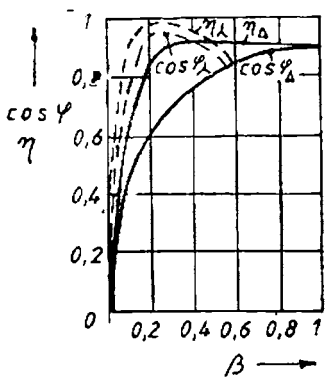


Fig. 1.40. Explicativă pentru variația factorului de putere și a randamentului la motoare asincrone folosind conexiunea Δ/λ.

Limitatoarele automate de funcționare în gol se bazează, în principal, fie pe deconectarea temporizată a motoarelor electrice de acționare, fie pe urmărirea curbei curentului absorbit de motor, și deconectarea motorului în cazul scăderii curentului de la valoarea corespunzătoare funcționării în sarcină la cea de mers în gol.

Limitatoarele tip LMGT, produse de Electroaparaj Bucureşti în două variante în funcţie de tensiunea de alimentare, 24 V (cod 7447) şi 220 V, 50 Hz (cod 7447 A), sînt cu temporizare şi se pot folosi la strunguri, prese, raboteze, freze, maşini de rectificat etc. În figura 1.41 este prezentată schema de montaj a LMGT. La bornele *a*, *b* se alimentează cu tensiune de 24 V sau 220 V. La punerea în funcţiune a echipamentului, contactorul principal C_1 poate fi închis, deoarece la bornele 6,7 se află înseriat un contact auxiliar normal închis cu temporizare la deschidere. Dacă la bornele 2, 4 se conectează un contact normal deschis al unui contactor din schema de comandă a utilajului, care rămîne închis pe perioada cît ambreiajul electromagnetic al utilajului este cuplat, LMGT va produce deschiderea contactorului C_1 după o temporizare reglată de 0,5—2 min., sau 2—5 min. La închiderea contactului C_{21} temporizarea este anulată. Avantajul acestui tip de limitator are în vedere simplitatea. Dezavantajul esenţial se referă la faptul că temporizarea reglată nu poate urmări eventualele modificări tehnologice neprogramate de la nivelul maşinii de lucru.

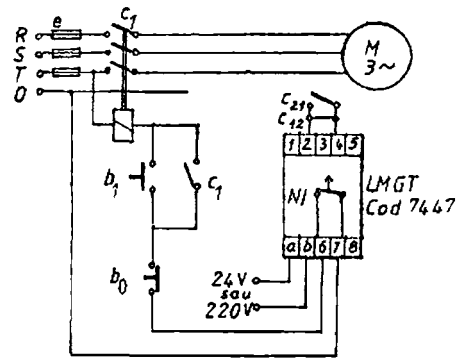


Fig. 1.41. Schema electrică cu limitatorul de mers în gol LMGT.

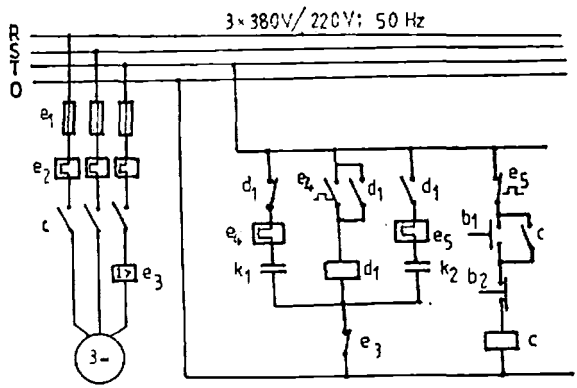


Fig. 1.42. Schema electrică a limitatorului de mers în gol pentru utilaje cu serviciu intermitent sau de scurtă durată.

Într-o altă schemă de limitator, releul de curent e_3 sesizează șocurile tranzitorii ale ciclului pauză tehnologică-sarcină figura 1.42. În momentul absenței acestora se pune sub tensiune în regim de durată, reglaj 2 min. releul termic e_4 pe sarcina unui condensator K_1 de 5 μF/250 V. Dacă timp de 2 min. starea se menține, releul prin contactul său normal deschis conectează releul intermediar d_1, care se automenține. În același moment se scoate de sub tensiune releul e_4 pentru a se asigura răcirea și se pune sub tensiune releul de deconectare e_5, reglat la 1—2 min. Dacă starea se menține după trecerea temporizării releului r_5, utilajul este deconectat de la rețea prin contactorul c. Presupunem situația în care ciclul tehnologic se reia cu 10—12 s, înaintea acționării releului e_5. În acest moment, contactul normal închis e_3 se deschide pentru scurt timp și releul d_1 pierde tensiunea. Circuitul releului e_4 se repune în momentul următor sub tensiune din situația reglajului inițial (răcirea anterior asigurată) iar e_5 scos de sub tensiune se răcește.

F. **Corecta execuție a reparațiilor motoarelor asincrone și transformatoarelor** prin respectarea numărului de spire și a dimensiunilor întrefierului.

G. **Înlocuirea motoarelor asincrone cu motoare sincrone și utilizarea capacității de compensare a motoarelor sincrone.** Motoarele sincrone sînt utilizate la acționările de putere mare, peste 100 kW, la care nu este necesară modificarea turației (compresoare, malaxoare, ventilatoare etc.). Motoarele sincrone de execuție normală pot fi supraexcitate la sarcina nominală astfel ca funcționarea lor să corespundă unui factor de putere capacitiv, cos $\varphi = 0{,}8$.

Cu excepția cazurilor în care procesul tehnologic impune utilizarea motorului sincron, motoarele asincrone compensate individual cu condensatoare derivație pot fi înlocuite cu motoare sincrone numai pe baza unei justificări tehnico-economice [1.2].

H. **Utilizarea unor anumite scheme pentru redresoarele comandate** care permit realizarea unui factor de putere cît mai ridicat [1.3]. Un redresor trifazat comandat consumă o putere reactivă

$$Q = I_d \sqrt{U_{d0}^2 - U_d^2}, \tag{1.81}$$

în care I_d este valoarea medie a curentului redresat; U_d — valoarea medie a tensiunii redresate; U_{d0} — tensiunea redresată ideală în gol.

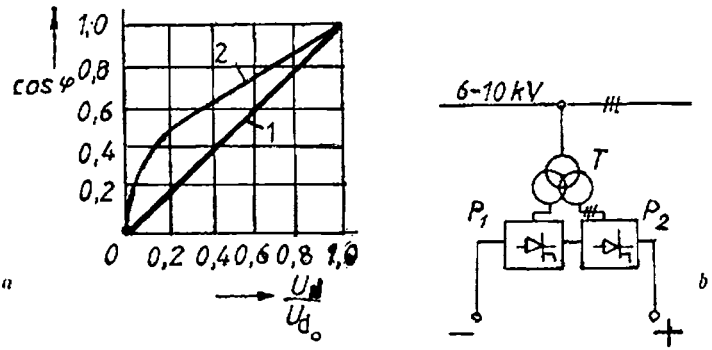


Fig. 1.43. Explicativă pentru scheme cu redresoare comandate :
a — variația factorului de putere la o schemă cu o punte trifazată redresoare (1) și respectiv cu două punți trifazate în serie (2); b — schema montajului conținînd transformatorul T cu trei înfășurări și două punți trifazate în serie.

Pentru factorul de putere al fundamentalei avem

$$k = \frac{P}{S} = \frac{3UI_1 \cos \varphi_1}{3UI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1. \qquad (1.82)$$

În figura 1.43 se prezintă curbe ale factorului de putere în funcție de raportul $\frac{U_d}{U_{d0}}$ și de tipul schemei de redresare.

1.2.3.2. ÎMBUNĂTĂȚIREA FACTORULUI DE PUTERE PRIN MIJLOACE SPECIALIZATE

În categoria mijloacelor specializate sînt cuprinse compensatoarele sincrone și bateriile de condensatoare. În scopul îmbunătățirii factorului de putere pînă la valoarea cerută, după ce au fost epuizate toate măsurile tehnico-organizatorice se iau în considerare mijloacele specializate. O schemă sinoptică a diferitelor variante de producere a puterii reactive se prezintă în figura 1.44 [1.1]. Criteriul după care se stabilesc mărimea, tipul, amplasarea surselor de putere reactivă și programul de funcționare al acestora are în vedere realizarea soluției optime. *Compensatoarele sincrone* se pot folosi în centrale electrice, în rețea și la consumator, la medie tensiune *MT* și înaltă tensiune *IT*, iar *bateriile de condensatoare* se folosesc în rețele și la consumator, la joasă tensiune *JT* și *MT*.

Compensatoarele sincrone sînt mașini sincrone care funcționează în gol, în regim supraexcitat, producînd numai energie reactivă, fiind posibilă modificarea continuă a sarcinii reactive prin

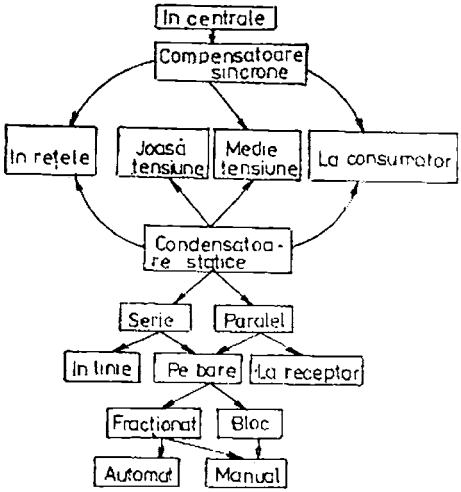


Fig. 1.44. Variante de producere a puterii reactive.

reglarea curentului de excitație. Se realizează compensatoare sincrone cu valori nominale minime de 200 kVA la 0,4 kV și 10 MVA la 6 kV, ceea ce reprezintă puteri concentrate relativ mari.

Bateriile de condensatoare se pot realiza într-o gamă largă de puteri (pînă la zeci de Mvar) și de variante constructive, fiind posibilă o clasificare a lor în funcție de: tensiunea de racordare (baterii de *JT* și *MT*); modul de conectare la rețea (baterii comutabile — anual și automat și baterii fixe); condițiile de instalare (baterii de interior și baterii de exterior).

Bateriile de condensatoare pentru rețelele de 50 Hz prezintă unele avantaje fiind instalații statice, au gabarit redus, pierderile de putere activă în jur de 0,003 kW/kvar, adică sînt aproximativ de zece ori mai mici decît la compensatoarele sincrone, pot fi instalate în cadrul unor montaje simple, nu necesită întreținere și supraveghere specială, costul specific este de 3—5 ori mai mic decît cel al compensatoarelor sincrone, în lei/kvar. La utilizarea bateriilor de condensatoare apar unele dezavantaje, deoarece puterea reactivă poate fi modificată numai în trepte, apar salturi de tensiune la conectare și deconectare, puterea reactivă depinde de pătratul tensiunii (la un factor de putere redus, tensiunea scade puterea reactivă a bateriei de condensatoare, în loc să crească, se va micșora), armonicile superioare ale tensiunii produc importante armonici superioare de curent ca urmare a scăderii reactanței capacitive cu creșterea ordinului armonicii. Utilizarea condensatoarelor în rețele cu mutatoare implică un studiu atent al ansamblului condensator-mutator.

Din punct de vedere al frecvenței, condensatoarele pot fi de frecvență industrială 50 Hz și de medie frecvență 100—10 000 Hz. Condensatoarele de medie frecvență sînt folosite pentru compensarea factorului de putere la cuptoarele și echipamentele de inducție

avînd pierderile active de putere din dielectricul lor la valori mai ridicate

$$\Delta P_c = 2\pi f C U^2 \cdot \operatorname{tg} \delta, \qquad (1.83)$$

în care tg δ este factorul de pierderi al dielectricului.

Date caracteristice ale condensatoarelor derivație, la $f=50$ Hz, fabricate la F.C.M.E. — București și I.T.M. Filiași, precum și cele privind bateriile de condensatoare, structurate în dulapuri, tip BACD (Electrotehnica București) cu 2—5 trepte, în gama de puteri 60—9 000 kvar, tensiunile 0,38 și 6 kV și de tip UNIVAR (T.I.A. București) de 60, 120 sau 180 kvar și 0,38 kV sînt date în literatură de specialitate și cataloage [1.1, 1.2, 1.3].

A. **Amplasarea bateriilor de condensatoare** se face în vederea realizării unui anumit tip de compensare : *individuală*, pe *grupe de receptoare, centralizată* și *mixtă*.

a. *Compensarea individuală* se aplică receptoarelor cu funcționare continuă, asigurîndu-se compensarea puterii reactive chiar la locul de consum, descărcînd restul rețelei de circulație rațională a puterii reactive. La compensarea individuală a motoarelor asincrone, bateria de condensatoare este conectată la bornele motorului, în derivație. În cazul pornirii automate cu un comutator stea-triunghi (λ—Δ), figura 1.45, *a* sînt utilizate contactoare pentru conectarea la rețea (C_1), formarea conexiunii stea (C_2), formarea conexiunii triunghi (C_3) și conectarea bateriei de condensatoare în conexiune Δ avînd prevăzute și rezistențele de descărcare R_d (C_4). Partea de comandă, figura 1.45, *b*, prin releul temporizat d_1 asigură

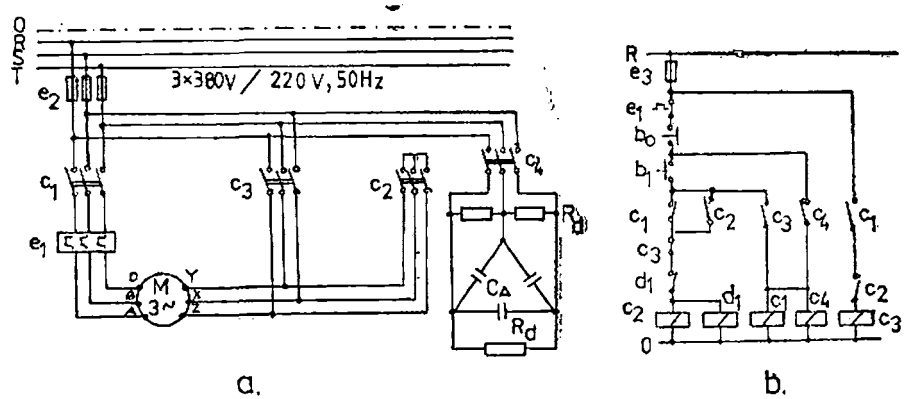


Fig. 1.45. Pornirea λ/Δ a motorului asincron avînd asigurată și compensarea individuală a puterii reactive :
a — schema de montaj; b — partea de comandă.

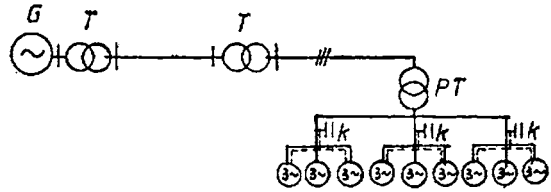


Fig. 1.46. Compensarea factorului de putere pe grupe de receptoare.

timpul de menținere a conexiunii λ. Comanda pornire-oprire motorului se realizează de la butoanele b_1, respectiv b_0.

Compensarea individuală se aplică tuturor lămpilor de descărcare electrică în vapori metalici, folosite în tehnica iluminatului de interior sau de exterior.

b. *Compensarea pe grupe de receptoare* se folosește atunci cînd receptoarele de putere reactivă sînt grupate, montarea bateriei de condensatoare se face la barele tablourilor de distribuție aparținînd grupelor respective de receptoare, figura 1.46. Puterea bateriei de condensatoare ține seamă de factorul de simultaneitate în funcționare al receptoarelor din grupa respectivă. Este necesară însă o instalație de reglaj a bateriei de condensatoare.

c. *Compensarea centralizată* realizată pe partea de *JT*, permite ca linia de transport de *IT* și *MT*, transformatoarele T_1, T_2, postul de transformare *PT* și generatoarele *G* să fie descărcate de circulația puterii reactive, figura 1.47, *a*. Compensarea centralizată pe partea

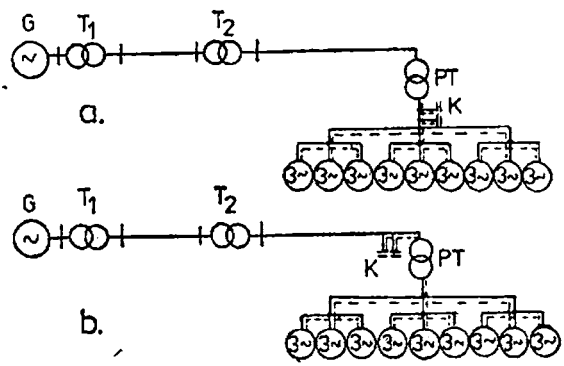


Fig. 1.47. Compensarea centralizată a factorului de putere :
a — pe partea de *JT* a postului de transformare *PT*; b — pe partea de *MT*.

de *MT* a *PT* are dezavantajul față de cazul anterior că nu mai descarcă transformatorul din post de circulația puterii reactive, figura 1.47, *b*. La compensarea centralizată este necesară reglarea automată a bateriei de condensatoare, aceasta fiind structurată dintr-un număr corespunzător de trepte, pentru a evita supra sau subcompensarea puterii reactive necesară în diversele etape ale procesului tehnologic realizat la nivelul receptoarelor existente.

d. *Compensarea mixtă* folosește toate procedeele prezentate anterior pentru compensarea puterii reactive. Soluția se aplică la marii consumatori industriali, care se dezvoltă în etape, sau atunci cînd intervin anumite condiții specifice unității respective.

B. **Dimensionarea bateriei de condensatoare derivație.** Puterea unei baterii de condensatoare este dată de relația

$$Q_c = m \cdot \omega \cdot C_f \cdot U_f^2, \tag{1.84}$$

unde m este numărul de faze; $\omega = 2\pi f$ — pulsația tensiunii de alimentare; C_f și U_f — capacitatea condensatorului și tensiunea de alimentare ca mărimi de fază, figura 1.48, *a*, *b*, *c*.

Determinarea mărimii puterii reactive Q_c a bateriei de condensatoare necesită cunoașterea puterii active P absorbită de receptor, precum și valoarea inițială necompensată a factorului de putere inductiv $\cos \varphi_1$ și a factorului de putere necesar, după compensare — $\cos \varphi_2 > \cos \varphi_1$. Considerînd mărimile de fază, din triunghiul puterilor, figura 1.49, construit pentru etapa necompensată, mărimile notate cu indicele 1, și etapa compensată, indicele 2 se obține

$$Q_c = P \operatorname{tg} \varphi_1 - (P + \Delta P_c) \operatorname{tg} \varphi_2 = Q_1 - Q_2. \tag{1.85}$$

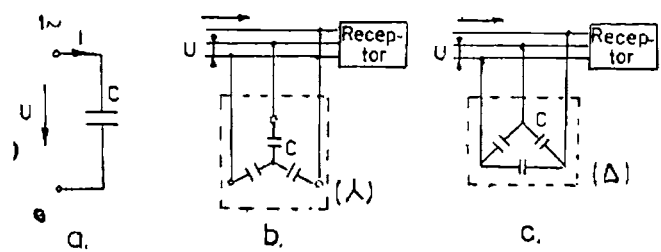


Fig. 1.48. Scheme de conexiuni ale condensatoarelor derivație:
a — monofazat; b — trifazat în λ; c — trifazat în Δ.

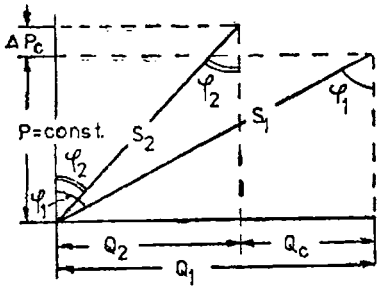


Fig. 1.49. Triunghiul puterilor.

În unele cazuri, dacă pierderile de putere activă din dielectricul condensatorului ΔP_c — relația (1.83) este neglijabilă în raport cu puterea P, relația (1.85) devine

$$Q_c = P(\mathrm{tg}\varphi_1 - \mathrm{tg}\varphi_2). \qquad (1.86)$$

Condensatoarele trifazate utilizate pentru compensarea factorului de putere se pot monta în conexiune stea sau triunghi figura 1.48, *b,c*. Capacitatea pe fază a bateriei de condensatoare se determină cu relațiile

$$C_\lambda = \frac{Q_c}{\left(\frac{U}{\sqrt{3}}\right)^2 \omega} \quad (1.87) \text{ și } C_\Delta = \frac{Q_c}{U^2\omega}, \qquad (1.88)$$

unde Q_c este puterea reactivă pe fază care trebuie produsă de bateria de condensatoare ; U — tensiunea de linie.

Rezultă că $C_\lambda = 3C\Delta$, adică *pentru a compensa aceeași putere reactivă, montajul în stea necesită o baterie de condensatoare cu capacitatea de trei ori mai mare decît în cazul montajului în triunghi.* Avantajul montajului în stea apare în cazul rețelelor de *MT*, deoarece tensiunea nominală a condensatoarelor este mai mică. În instalațiile de *JT*, unde solicitarea dielectrică nu este o problemă majoră, se utilizează numai conexiunea Δ.

Pentru determinarea puterii reactive a bateriei de condensatoare necesară îmbunătățirii factorului de putere există tabele conținînd *date precalculate* sau grafice cuprinzînd *curbe precalculate*, valorile puterii reactive fiind date pentru o putere activă de 1 kW. De asemenea se pot folosi *nomograme* [1.1].

În figura 1.50 se prezintă o *abacă universală* cu „cercul cos φ" și cu funcțiile sin φ și tgφ. Abaca realizează legătura dintre puterea activă P, puterea reactivă Q, puterea aparentă S și factorul de putere cos φ. Dacă se cunosc două din cele patru mărimi, cu ajutorul abacei se determină celelalte două. În figura 1.50 se exemplifică cazul unui receptor monofazat inductiv caracterizat prin $P=5$ kW și cos $\varphi_1=0{,}6$. Se determină puterea bateriei de condensatoare pentru a asigura funcționarea receptorului la cos $\varphi_2=0{,}95$. Se trasează razele la cos $\varphi_1=0{,}6$ și cos $\varphi_2=0{,}95$. Intesecția acestora cu orizontala trasată la $P=5$ kW determină punctele A și B. Segmentul AB, la scara abscisei, reprezintă puterea bateriei de condensatoare

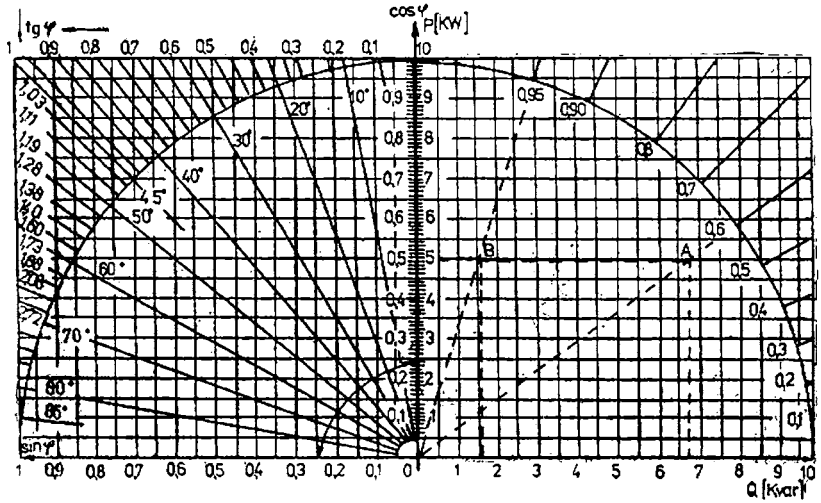


Fig. 1.50. Abacă pentru determinarea puterii reactive.

$Q_c = Q_1 - Q_2 = 6{,}8 - 1{,}6 = 5{,}2$ kvar. De asemenea, se pot citi puterile aparente S_1 și S_2 corespunzătoare celor două situații, identificate prin segmentele OA și OB. Se obține $S_1 = 6{,}7$ kVA și respectiv $S_2 = 4{,}2$ kVA.

C. **Descărcarea bateriei de condensatoare.** După deconectarea condensatorului de la rețea, acesta conține o anumită cantitate de energie electrică, iar tensiunea de la bornele lui este egală cu tensiunea rețelei din momentul deconectării. În timp se produce o autodescărcare prin dielectricul propriu, dar aceasta practic durează foarte mult, ceea ce determină ca și tensiunea de bornele condensatorului deconectat să se mențină timp îndelungat. Necesitatea descărcării bateriei de condensatoare, imediat după deconectarea ei de la rețea, decurge din considerente de electrosecuritate, cît și în raport cu acele situații în care condensatorul s-ar reconecta înainte de a fi descărcat.

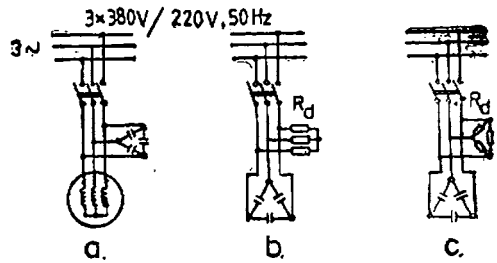


Fig. 1.51. Descărcarea condensatoarelor:
a — bateria de condensatoare conectată permanent la bornele motorului asincron; b — rezistențe de descărcare în λ; c — rezistențe de descărcare în Δ.

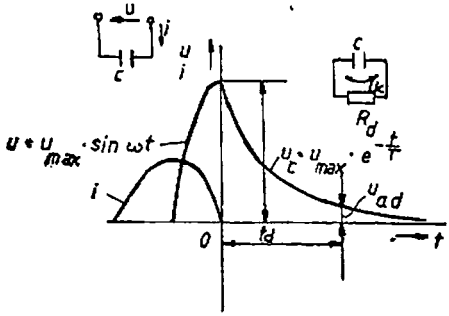


Fig. 1.52. Explicativă pentru descărcarea condensatorului.

La montarea condensatoarelor în derivație cu motoare și transformatoare, figura 1.51, *a*, descărcarea condensatorului se produce prin înfășurarea motorului sau a transformatorului și ca urmare nu sînt necesare dispozitive speciale de descărcare. La variantele din figura 1.51, *b*, *c*, rezistențele de descărcare R_d, becuri de incandescență sau bare de silită, pot fi conectate în λ sau Δ, independent de schema de legătură pe faze a capacităților bateriei. Cu referire la siguranța în exploatare a circuitului de descărcare, schema în Δ este superioară, deoarece și la întreruperea uneia din rezistențe, triunghiul devine deschis, dar posibilitatea de descărcare a celor trei faze ale bateriei se menține.

După deconectarea bateriei, este indicat să se controleze descărcarea acesteia cu un voltmetru de curent continuu și să se completeze descărcarea, prin scurtcircuitarea bornelor condensatoarelor cu ajutorul unui dispozitiv metalic legat la pămînt și fixat pe o tije izolantă necesară pentru manevrare.

Instalația de descărcare trebuie să asigure reducerea tensiunii de la bornele bateriei de condensatoare sub valoarea admisă $u_{ad}=50$ V, în timpul de descărcare $t_d \leqslant 5$ min. la bateriile de *MT* și $t_d \leqslant 1$ min. la bateriile de *JT* [1.1, 1.2]. Considerînd momentul deconectării bateriei pentru situația cea mai nefavorabilă sub aspectul valorii momentane a tensiunii rețelei, adică în acel moment $u=u_{max}$, figura 1.52, pentru valoarea momentană a tensiunii pe fază de la bornele condensatorului, în procesul descărcării acestuia se scrie

$$u_c(t) = u_{max} e^{-\frac{t}{CR_d}} = u_{max} e^{-\frac{t}{T}}, \qquad (1.89)$$

în care $T=CR_d$ este constanta electromagnetică de timp; R_d — rezistența de descărcare.

Calculul rezistenței de descărcare R_d se face folosind relația (1.89), în care pentru capacitatea C se introduce valoarea corespunzătoare, din relațiile (1.87) sau (1.88). Se obține

$$R_d = \frac{t_d}{C \ln \frac{u_{max}}{u_{ad}}} = \frac{t_d}{C \ln \frac{\sqrt{2}U_f}{u_{ad}}}. \qquad (1.90)$$

În general, puterea activă disipată în rezistențele de descărcare are valori reduse.

D. **Reglarea gradului de compensare.** Pentru a verifica exploatarea corectă a bateriilor de condensator *k*, bateriile sînt prevăzute cu cîte un ampermetru pe fiecare fază și cu un voltmetru, conectat succesiv folosind un comutator voltmetric *CV*, figura 1.53. Fiecare treaptă a bateriei de condensatoare este prevăzută cu un întreruptor automat. Ampermetrele pe fază permit sesizarea supracurenților datorați armonicilor superioare și a dezechilibrului provocat de topirea siguranțelor fuzibile interioare. Voltmetru permite identificarea unor eventuale supratensiuni.

Consumul necesar de putere reactivă *Q* al unor categorii de receptoare nu este constant în timpul unei zile, el modificîndu-se uneori în limite relativ mari, în directă corelare cu necesitățile procesului tehnologic. Folosirea unor baterii de condensatoare fără posibilități de reglaj crează în exploatarea instalațiilor, cu astfel de receptoare, situații nedorite datorită regimurilor de *supra sau subcompensare* introduse. Ca urmare, în astfel de situații, bateria de condensatoare trebuie realizată cu mai multe trepte, fiecare dispunînd de echipament de comutație, care să fie comandat manual sau automat, după anumite criterii, ca de exemplu, în corelare cu domeniul de variație al tensiunii de la bornele rețelei, al curentului de sarcină, al sensului schimbului de putere reactivă cu sistemul energetic, sau în raport cu timpul de funcționare la diverse sarcini. În figura 1.54 este prezentată compensarea curbei de putere reactivă cu o baterie avînd o treaptă de bază Q_{b0} și alte patru trepte cu puteri egale între ele, dar cu valori mai mici decît ale treptei de bază $Q_{bx} < Qb_0$. Programul după care se realizează introducerea treptei urmărește curba $Q(t)$.

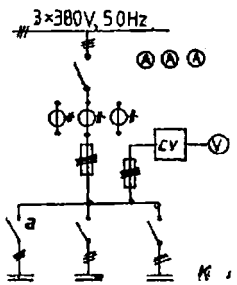
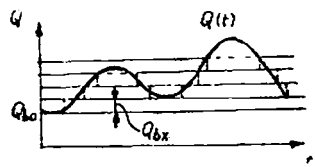


Fig. 1.53. Echipamentul electric la o baterie de condensatoare cu trei trepte.



1.54. Curba puterii reactive $Q(t)$.

Reglarea puterii instalațiilor de condensatoare în funcție de timp devine posibilă și este cu rezultate bune pentru întreprinderile la care structura proceselor tehnologice realizate se reproduce zilnic, cu suficientă asemănare, ceea ce permite a se stabili momentul conectării și deconectării treptelor bateriei de condensatoare. Schemele de acest tip folosesc ceasuri electrice de semnalizare cu program de conectare-deconectare, în cursul celor 24 ore.

Alegerea numărului și a mărimilor treptelor unei baterii de condensatoare trebuie să aibe în vedere că eficiența reglajului crește cu numărul de trepte, fiind posibilă urmărirea cît mai fidelă a curbei de sarcină, dar pe de altă parte fracționarea excesivă a bateriei devine neeconomică la un moment dat, deoarece necesită utilizarea unui aparataj de comutație complex. Ca urmare, în exploatare, se întîlnesc la bateriile de condensatoare pînă la 1 000 V un număr de 4—5 trepte, iar cele la tensiune de peste 1 000 V, de obicei, pînă la 3 trepte.

Regulatoarele automate comandă întreruptoarele sau contactoarele treptelor, în funcție de puterea reactivă — regulatorul RBK$_j$ fabricat de Electrotehnica București, factorul de putere sau tensiunea, măsurate în punctul de recordare al bateriei de condensatoare.

În figura 1.55 se prezintă schema compensării centralizate în *JT* cu baterie comutabilă manual sau automat, cu trei trepte k_1, k_2, k_3. Comanda manuală se asigură prin intermediul unui bloc de acționare și comandă manuală *BACM* montat într-un dulap metalic.

Comanda automată a bateriilor de *JT* se realizează cu un regulator tripozițional, cu acționare pas cu pas, sub forma unui

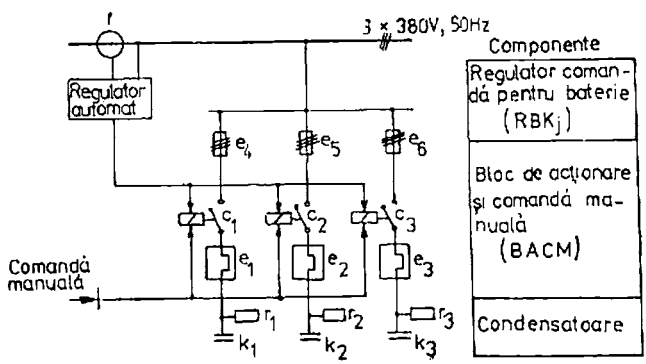


Fig. 1.55. Compensarea centralizată în *JT* cu baterie de condensatoare avînd trei trepte.

bloc de comandă automată *BCA*. Reglarea puterii reactive cu *BCA* se bazează pe faptul că un bloc traductor convertește curentul reactiv, din punctul unde este necesară compensarea, într-o tensiune care se compară cu o altă tensiune de referință, echivalentă cu puterea unei trepte de condensatoare. Regulatorul va acționa în momentul cînd cele două tensiuni devin egale. În literatura de specialitate se prezintă scheme ale compensării centralizate în *MT* cu baterie de condensatoare comutabilă automat sau manual cu o treaptă, respectiv cu trei trepte [1.2].

Receptoarele electrice care produc variații rapide sub formă de șocuri, ale puterii reactive sînt : cuptoarele electrice cu arc, în perioada de topire, cînd se pot produce scurtcircuite sau întreruperi ale arcului electric, la nivelul celor trei electrozi ai sistemului de alimentare ; laminoarele, prevăzute cu sisteme de acționări electrice cu motoare de curent continuu, alimentate prin mutatoare, în momentul intrării blocurilor de oțel între cilindrii laminorului. Șocurile de putere activă și reactivă ale receptoarelor industriale anterior exemplificate se caracterizează prin panta de creștere a șocurilor, valoarea maximă, durata și frecvența de producere. De exemplu, ca ordin de mărime, vitezele de variație pot atinge valori de 300 MW/s și respectiv 500 Mvar/s. Valorile maxime depășesc cu pînă la 100% valoarea medie, durata șocurilor este de 2—4 s și frecvența de 10—20 șocuri/minut.

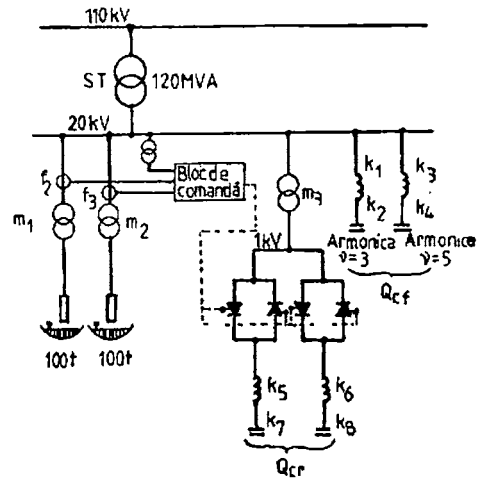
Consecința prezenței șocurilor de putere sînt variațiile tensiunii cu frecvența șocurilor, în nodurile în care sînt racordate receptoarele respective. Fluctuațiile tensiunii, cunoscute sub denumirea de fliker, pot atinge 4—12% din tensiunea nominală, ceea ce deranjează funcționarea altor receptoare : lămpi electrice, motoare, calculatoare, aparate radio și TV etc.

Pentru reducerea valorilor fluctuațiilor de tensiune în corelare cu frecvența lor, se recomandă o separare galvanică a barelor care alimentează receptoarele ce produc șocuri, față de celelalte receptoare, prin secționarea barelor și alimentarea prin transformatoare diferite. De asemenea, în ultimul timp se prevăd compensatoare sincrone cu excitație rapidă sau baterii de condensatoare comutabile automat prin întreruptoare cu tiristoare, montate în paralel cu receptoarele care produc șocuri.

Compensatoarele sincrone cu excitație rapidă se caracterizează prin performanțe mărite, privind puterea nominală de durată, puterea de vîrf de scurtă durată, panta de creștere fiind de 150—600 MVA/s. Folosirea întreruptoarelor cu tiristoare pentru comutarea rapidă, 10—20 ms, a treptelor bateriei de condensatoare, oferă posibilitatea compensării corespunzătoare a celor mai rapide variații

tehnologice de putere reactivă. Se face obervația că la comutarea treptelor bateriei de condensatoare prin intermediul contactoarelor uzuale nu este posibilă compensarea rapidă, deoarece intervalul de timp între conectările succesive a două trepte este de ordinul a 5 s.

Pentru compensarea variațiilor rapide de putere reactivă, în figura 1.56, *a* se prezintă schema electrică a compensării variației rapide a puterii reactive la două cuptoare electrice trifazate cu arc de mare capacitate, utilizînd soluția compensării directe cu condensatoare derivație [4.7]. Bateria de condensatoare de putere $Q_c = Q_{cf} + Q_{cr}$, are o parte fixă Q_{cf} și alta Q_{cr} comutabilă rapid în trepte prin contactoare cu tiristoare. Partea fixă are și rol de



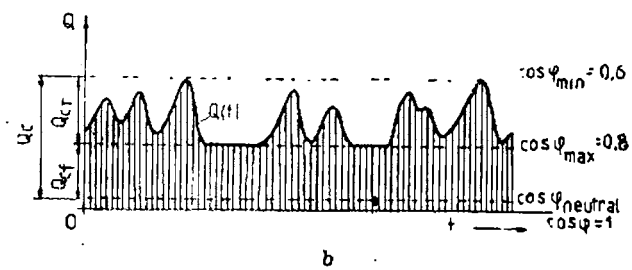


Fig. 1.56. Compensarea variațiilor rapide de putere reactivă :
a — schema electrică a montajului; b — curba puterii reactive $Q(t)$ și componentele sale.

filtru absorbant pentru armonicile de ordin $\nu=3$ și $\nu=5$. Calculul puterii bateriei de condensatoare a cuptorului, ținînd seamă și de notațiile din figura 1.56, *b* se face cu relațiile

$$Q_c = P_{max}\,(\mathrm{tg}\,\varphi_{min} - \mathrm{tg}\,\varphi_{neutral}) \text{ și } Q_{cf} = P_{max}\,(\mathrm{tg}\,\varphi_{max} - \mathrm{tg}\,\varphi_{neutral})$$

Referitor la criteriile și calculele tehnico-economice pentru alegerea variației optime de compensare a puterii reactive, în literatură este prezentată *metoda cheltuielilor totale* actualizate [1.1, 1.2, 1.5].

1.2.4. INSTALAȚII PENTRU REDUCEREA REGIMULUI DEFORMANT

1.2.4.1. CAUZELE ȘI EFECTELE REGIMULUI DEFORMANT

Regimul deformant, în instalațiile electrice de utilizare, este regimul energetic ale cărui unde de tensiune și curent sînt periodice, dar cel puțin una dintre ele este nesinusoidală. Echipamentele deformante *generatoare de tensiuni armonice* U_ν, figura 1.57, *a*, sînt mașinile sincrone cu sarcină dezechilibrată și transformatoarele cu circuitul magnetic saturat (intervin mai ales armonicile de ordin $\nu=5$ și 7). *Generatoarele de curenți armonici* I_ν, figura 1.57, *b*, sînt mutatoarele ($\nu=5$, 7,11 și 13), cuptoarele cu arc ($\nu=3$), bobinele cu miez de oțel, instalațiile de sudare cu arc electric și lămpile fluorescente ($\nu=3$). Producerea regimului deformant de către aceste receptoare este o consecință a neliniarității impedanței lor interne. În figura 1.58 se prezintă curbe deformate de curent și de tensiune. Determinarea spectrului de armonici din undele de curent și de tensiune se face cu ajutorul analizei Fourier, utilizînd programe de calcul sau folosind analizoare de armonici.

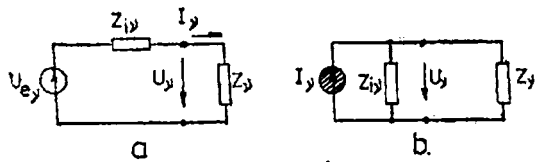


Fig. 1.57. Scheme electrice echivalente : a — generator de tensiune armonică; b — generator de curent armonic; $U_{e\nu}$, U_ν, I_ν, armonica de ordinul ν a t.e.m., a tensiunii la borne și respectiv a curentului; Z_ν — impedanța armonică.

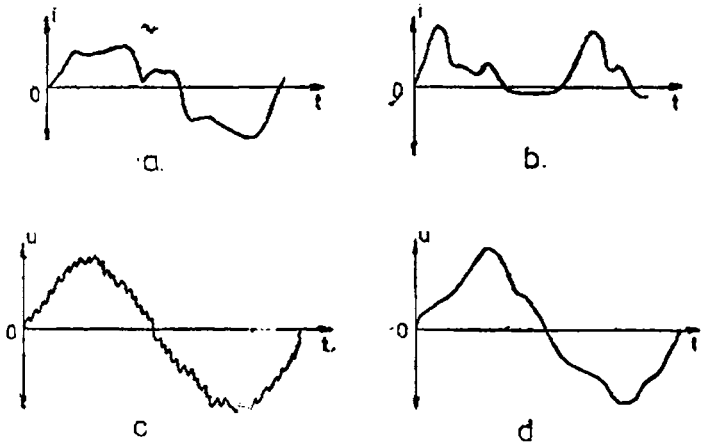


Fig. 1.58. Exemple de curbe deformate de curent i și tensiune u. a — redresor; b — cuptor cu arc electric; c — generator; d — transformator saturat.

Marii consumatorii industriali, cuptoarele electrice trifazate cu arc sau instalațiile de redresare pentru industrie (acționări la mașini unelte, băi de electroliză) sau pentru tracțiune sînt consumatori deformanți a căror pondere în bilanțul energetic este în creștere. Puterea instalată în consumatorii deformanți reprezintă aproximativ 35% din puterea totală instalată în centralele electrice ale sistemului electroenergetic național [1.1].

Deformarea produsă de redresoare este cauzată de procesul de adaptare a undei curentului alternativ la tendința de a obține, în circuitul de curent continuu, o valoare cît mai constantă a curentului redresat. Gradul de deformare, atît a curbei curentului alternativ, cît și a curbei curentului continuu depinde în principal de numărul de faze ale redresorului și de inductivitatea circuitului de curent continuu. Cu creșterea numărului de faze, deformarea curbelor este mai redusă, tabelul 1.5. Totodată, se constată că redresoarele utilizate în mod curent în instalațiile de tracțiune electrică urbană de tipul hexafazat (uneori dodecafazat) au în primar un factor de putere de valoare mai ridicată decît în cazul redresoarelor trifazate.

Condensatoarele derivație sînt echipamente care amplifică regimul deformant. Avînd admitanța proporțională cu frecvența,

$$Y_\nu = \nu\omega C, \tag{1.91}$$

Tabelul 1.5

Factorul de putere și factorul deformant pentru unele tipuri de redresoare

Tipul redresorului	Factorul de putere $\cos\varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}}$		Factorul deformant $\operatorname{tg}\xi = \frac{D}{\sqrt{P^2+Q_2}}$	
	În circuitul primar	În circuitul secundar	În circuitul primar	În circuitul secundar
Redresor trifazat	0,827	0,676	0,681	1,09
Redresor hexafazat:				
— fără bobină de absorbție	0,955	0,552	0,314	0,515
— cu bobină de absorbție	0,955	0,675	0,314	0,2

condensatoarele *amplifică deformarea curbei curentului* față de cea a unei tensiuni nesinusoidale de alimentare.

$$I_\nu = U_\nu \cdot Y_\nu = U_\nu \nu\omega C. \tag{1.92}$$

Este posibil ca după compensarea puterii reactive cu ajutorul condensatoarelor statice derivație, puterea aparentă să crească, factorul de putere al instalației, relația (1.41), să se micșoreze, rezultînd astfel, în final, un efect contrar. *Pentru a realiza o îmbunătățire a factorului de putere, în regim deformant, bateria de condensatoare trebuie să se dimensioneze impunînd condiția minimizării puterii complementare,* $P_{compl} = \sqrt{Q^2+D^2}$.

Regimul deformant produce efecte negative în sistemul electroenergetic:

a. Prezența armonicilor determină creșterea valorii efective a mărimii respective, curent sau tensiune, față de fundamentală, deoarece $I = \sqrt{I_1^2 + \sum_{\nu=2}^{\infty} I_\nu^2}$ (1.93) respectiv $U = \sqrt{U_1^2 + \sum_{\nu=2}^{\infty} U_\nu^2}$ (1.94), în care cu indicele 1 s-a notat valoarea efectivă a undei fundamentale.

b. Scăderea factorului de putere și ca urmare creșterea pierderilor de putere și energie în rețele datorită puterii aparente mărite, relațiile (1.39) și (1.43).

c. Creșterea suplimentară a pierderilor de putere și energie datorită efectului pelicular, ca urmare a creșterii rezistenței conductoarelor cu frecvența armonicilor.

d. Distorsiunea tensiunii și a curentului caracterizată prin *coeficientul de distorsiune al tensiunii*, k_{dU} și *al curentului* k_{dI}

$$k_{dU} = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} U_\nu^2}}{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} U_\nu^2}} 100\% \quad (1.93) \qquad k_{dI} = \frac{\sqrt{\sum_{\nu=2}^{\infty} I_\nu^2}}{\sqrt{\sum_{\nu=1}^{\infty} I_\nu^2}} 100\%, \quad (1.94)$$

în care intervine raportul dintre reziduul deformant și valoarea efectivă a undei periodice nesinusoidale. O undă se consideră practic sinusoidală dacă $k_d \leqslant 5\%$.

e. Fenomene de rezonanță armonică, având drept consecință supracurenți, supratensiuni și perturbații în rețelele de telecomunicații, televiziune și radio.

f. Supraîncărcarea condensatoarelor (curent, tensiune, putere) prin depășirea valorilor maxim admise.

g. Pierderi suplimentare și cupluri parazite în mașinile asincrone și sincrone, însoțite de încălziri suplimentare.

h. Erori în funcționarea aparatelor de măsură, protecție și comandă.

i. Perturbarea instalațiilor de iluminat cu lămpi fluorescente. Lămpile fluorescente sub influența armonicii $\nu = 2$ cu amplitudine mai mare decît 3% încep să pîlpîie.

1.2.4.2. MĂSURI PENTRU ATENUAREA REGIMULUI DEFORMANT

Reducerea efectelor regimului deformant se realizează prin folosirea unor *circuite filtrante* [1.2].

Folosirea filtrelor trebuie să îndeplinească următoarele condiții: să compenseze puterea reactivă, să filtreze armonicile de curent și să minimizeze puterea deformantă, elemente care permit de fapt reducerea puterii complementare. Condensatoarele care să satisfacă condițiile anterior menționate sînt formate din baterii de condensatoare montate în serie cu bobine de reactanță, aduse la rezonanță pe anumite frecvențe corespunzătoare diferitelor armonici. Fiecare filtru acordat pe frecvența unei anumite armonici, reprezintă un scurtcircuit trifazat în punctul în care este montat pentru armonia respectivă și realizează un potențial de zero, anulînd deci armonica respectivă de tensiune. Dacă se montează mai multe filtre, pentru mai multe armonici, armonicile respective de tensiune dispar din curba de tensiune, reducîndu-se coeficientul de distorsiune.

Condiția pe care trebuie s-o satisfacă un filtru adus la rezonanță pentru o armonică de ordinul ν este $\nu\omega L = \frac{1}{\nu\omega C}$, (1.95) în care L este inductivitatea bobinei, iar C — capacitatea bateriei de condensatoare.

Comportarea filtrului adus la rezonanță pentru armonica de ordinul ν, în raport cu o altă frecvență $\nu_1 \neq \nu$ este

$$\nu_1 L\omega \neq \frac{1}{\nu_1 C\omega}. \tag{1.96}$$

Din relațiile (1.95) și (1.96) se obține

$$\nu_1 L\omega - \frac{L\nu^2\omega^2}{\nu_1} = L\omega\left(\nu_1 - \frac{\nu^2}{\nu_1}\right). \tag{1.97}$$

Din analiza relației (1.97) rezultă că pentru frecvențe $\nu_1 < \nu$, adică mai mici decît frecvența de rezonanță, semnul expresiei este minus, filtrul se comportă ca o capacitate, iar dacă $\nu_1 > \nu$, expresia are semnul plus, adică pentru frecvențe mai mari decît cea de rezonanță filtrul se comportă ca o bobină. În concluzie, *orice filtru rezonant pe o anumită frecvență* amplifică armonicile existente cu frecvențe mai mici și absoarbe armonicile cu frecvențe mai mari. În raport cu armonica fundamentală $\nu = 1$, care de fapt are frecvența cea mai redusă, filtrul se comportă ca o capacitate producînd putere reactivă.

Pentru limitarea circulației armonicilor de curent într-o rețea se utilizează filtre de armonici *conectate în derivație* pentru scurcircuitarea armonicilor și filtre de armonici *conectate în serie* pentru limitarea circulației armonicilor prin anumite receptoare sau porțiuni din sistemul electroenergetic.

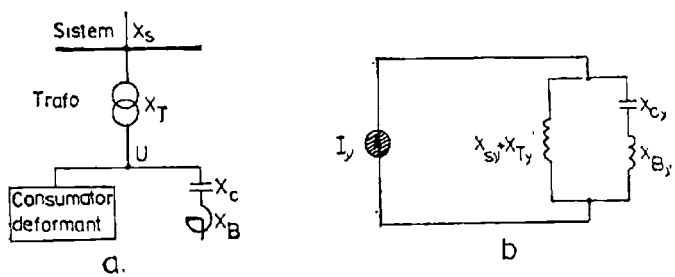


Fig. 1.59. Filtru refulant :
a — schema electrică; b — schema echivalentă a impedanțelor armonice.

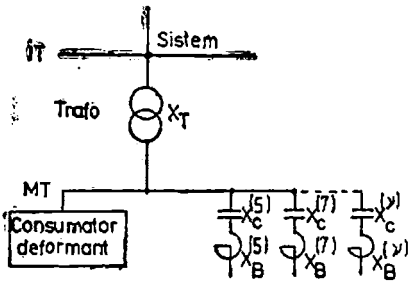


Fig. 1.60. Filtru absorbant.

Filtrul refulant, figura 1.59, este realizat prin conectarea în serie cu bateria de condensatoare de reactanța X_c a unei bobine de reactanță X_B. Valoarea acestei bobine se alege astfel încît reactanța circuitului serie $X_C - X_B$ să aibe caracter capacitiv pentru frecvența fundamentală, ceea ce permite compensarea puterii reactive a consumatorului. La frecvențe superioare, reactanța circuitului serie $X_C - X_B$ urmează să aibă caracter inductiv. Ca urmare se evită rezonanța între condensatoare și rețea, la armonicile superioare, iar curenții armonici I_ν sînt refulați în rețea.

Filtrele absorbante, figura 1.60, sînt conectate în general la barele de *MT* ale consumatorului dimensionate astfel încît să prezinte rezonanță serie pentru armonicile superioare existente la barele consumatorului. Ca urmare, filtrul va absorbi curentul armonic pentru care a fost acordat. Filtrele absorbante asigură la frecvența fundamentală puterea necesară compensării.

2. ELEMENTE FUNDAMENTALE ALE SISTEMELOR MODERNE DE ACȚIONARE ELECTRICĂ

2.1. OPTIMIZAREA ALEGERII MAȘINII ELECTRICE DE ACȚIONARE

2.1.1. ECUAȚIA MIȘCĂRII PENTRU SISTEME DE ACȚIONARE ELECTRICĂ

A. O acționare electrică, sub aspect energetic, realizează în cele mai multe faze transformarea energiei electrice în energie mecanică în vederea antrenării mecanismului executor, care reprezintă partea activă, în mișcare, a unei mașini de lucru. Este evident că în aceste situații mașina electrică de acționare funcționează numai în regim de *motor electric*. În desfășurarea unor procese tehnologice mai complexe, realizate de către mecanismul executor al mașinii de lucru, este posibil ca în anumite etape ale unui ciclu tehnologic de producție să se impună schimbarea sensului de circulație al energiei prin mașina electrică față de situația de la regimul de motor electric, adică să aibă loc transformarea energiei mecanice în energie electrică sau a energiei electrice și mecanice în căldură, regimul de funcționare al mașinii electrice de acționare fiind de *generator* și respectiv de *frînă electrică*. Rezultă că în exploatarea unor sisteme de acționări electrice este posibil ca mașina electrică de acționare să funcționeze, după un anumit program, determinat de mașina de lucru acționată, în regim de motor, generator și frînă.

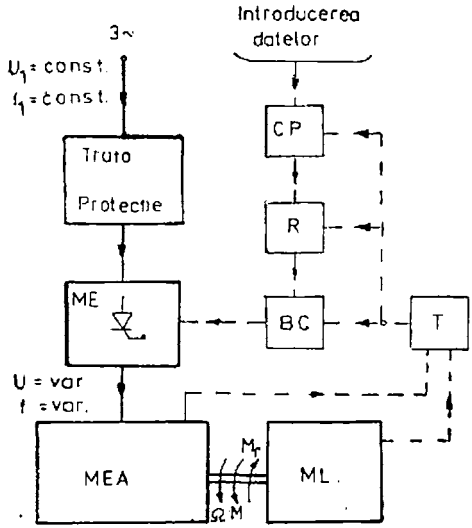


Fig. 2.1. Structura unui sistem de acționare electrică:
MEA — mașina electrică de acționare; *ME* — mutator electric; *ML* — mașina de lucru; *T* — traductorul mărimilor măsurate de la *MEA* și *ML*; *BC* — bloc de comandă; *R* — regulator; *CP* — calculator de proces; *M* — cuplu motor dezvoltat de *MEA*; *Ω* — viteza unghiulară de rotație; M_r — cuplu rezistent creat de *ML*.

Schema de principiu a unui sistem modern de acționare electrică care utilizează alimentarea cu energie electrică de la o rețea industrială trifazată este dată în figura 2.1.

În concepția modernă, elementul central al sistemului de acționare este calculatorul de proces pentru sisteme complexe și numai regulatoarele pentru sisteme mai simple. În schema structurală din figura 2.1 s-a reprezentat cu linie continuă fluxul de energie în circuitul electric de forță, iar cu linie întreruptă circulația fluxului de informație din partea de comandă.

Un sistem de acționare electrică, sau, pe scurt, o *acționare electrică* cuprinde ansamblul echipamentelor din circuitul electric de forță și de comandă care în corelare cu mașina electrică de acționare *MEA* cuplată mecanic cu mașina de lucru *ML*, direct sau printr-o transmisie realizează conversia energiei la nivelul mașinii electrice de acționare, după un anumit program impus prin succesiunea fazelor tehnologice realizate de către mecanismul executor al mașinii de lucru.

Optimizarea unei acționări electrice impune, în primul rînd, cunoașterea cît mai exactă a procesului tehnologic care urmează a fi executat de către mașina de lucru acționată (strung, freză, laminor, ascensor, ventilator, compresor, locomotivă electrică, electrocar etc.). Ca urmare, sub aspect energetic, trebuie cunoscută diagrama de sarcină cu care mașina de lucru și transmisia încarcă mașina electrică de acționare.

Studiul funcționării *MEA* dintr-o acționare electrică ridică probleme cu caracter termic, electromecanic și electromagnetic,

ceea ce obligă la cunoaștere curbelor de variație în timp a următoarelor mărimi :

$$\left.\begin{array}{l} l\,;\ \dfrac{dl}{dt}\,;\ \dfrac{d^2l}{dt^2}\,;\ \dfrac{d^3l}{dt^3}\,;\ F\,; \\ \alpha\,;\ \dfrac{d\alpha}{dt}\,;\ \dfrac{d^2\alpha}{dt^2}\,;\ \dfrac{d^3\alpha}{dt^3}\,;\ M\,; \end{array}\right\} P,\ I,\ \theta = \underset{1\ldots13}{f(l)} \qquad (2.1)$$

Este semnificativ faptul că valorile constantelor de timp corespunzătoare celor trei fenomene — termic, electromecanic și electromagnetic — sînt diferite între ele ca ordine de mărime și deci regimurile tranzitorii ale acestor trei fenomene, dintr-o acționare electrică, rezultă de durată diferită. *Procesul de încălzire al MEA evoluează mai lent decît cel electromecanic, care la rîndul lui este mai lent decît procesul electromagnetic.*

În relația (2.1), mărimile : l, $\frac{dl}{dt}$, $\frac{d^2l}{dt^2}$, $\frac{d^3l}{dt^3}$ se referă la acționări cu *corpuri în mișcare de translație* (l — spațiu parcurs de organul mobil acționat), iar α, $\frac{d\alpha}{dt}$, $\frac{d^2\alpha}{dt^2}$, $\frac{d^3\alpha}{dt^3}$ se referă la acționări cu *corpuri în mișcare de rotație* (α — unghiul la centru).

Mărimile $\frac{d^3l}{dt^3} = \frac{d^2v}{dt^2}$ și $\frac{d^3\alpha}{dt^3} = \frac{d^2\Omega}{dt^2}$ permit să se determine valoarea șocului sau a smuciturii S într-un sistem de acționare electrică

$$S = m\frac{d^2v}{dt^2}, \text{ respectiv } S = J\frac{d^2\Omega}{dt^2}, \qquad (2.2)$$

în care v este viteza liniară ; Ω — viteza unghiulară ; m — masa corpurilor în mișcare de translație, iar J — momentul axial de inerție al corpurilor de rotație din structura acționării electrice analizate, considerate la arborele *MEA*.

Mărimile F, M, I, P și θ se referă la mașina electrică de acționare și reprezintă forța de tracțiune, cuplul la arbore, puterea, curentul, respectiv supratemperatura acesteia.

În funcționarea unei acționări electrice apar în general două regimuri : stabilizat (staționar sau permanent) și tranzitoriu (dinamic), care are loc la trecerea de la o stare stabilizată la o altă stare stabilizată.

Studiul funcționării unei acționări electrice utilizează ecuația mișcării. Mecanismul executor al *ML* dezvoltă la arborele *MEA*, de cele mai multe ori, un cuplu rezistent M_r care se opune mișcării.

Pentru învingerea acestuia, *MEA* trebuie să producă la arbore un cuplu motor M, care în unele situații practice se aproximează cu cuplul său electromagnetic. Cuplurile M și M_r sînt independente între ele, acționează în sensuri opuse și se produc de sine stătător.

La o acționare electrică, în timpul proceselor electromecanice tranzitorii (pornire, frînare, modificare de turație, reversare), energia electrică, W_e, a întregului sistem de corpuri în mișcare, este variabilă. Variația acestei energii în unitatea de timp reprezintă *puterea dinamică* sau *puterea inerțială*. Dacă ne raportăm, de exemplu, la arborele mașinii electrice de acționare pentru sisteme de acționări avînd numai corpuri de rotație se obține

$$P_d = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} W_e = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\left(\frac{1}{2} J\Omega^2\right) = J\Omega \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} + \frac{\Omega^2}{2} \cdot \frac{\mathrm{d}J}{\mathrm{d}t} = J\Omega \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} + \\ + \frac{\Omega^2}{2} \frac{\mathrm{d}J}{\mathrm{d}\alpha}, \qquad (2.3)$$

în care s-a admis că momentul axial de inerție J variază în timp prin unghiul de rotație α.

Se poate defini un *cuplu dinamic* sau *cuplu inerțial*

$$M_d = \frac{P_d}{\Omega} = J \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}} + \frac{\Omega}{2} \cdot \frac{\mathrm{d}J}{\mathrm{d}t} = M - M_r. \qquad (2.4)$$

Cuplul dinamic intervine numai în situațiile unor regimuri electromecanice tranzitorii, $M \neq M_r$, $W_e(t)$=var și $\Omega(t)$=var. Legătura dintre cuplul mașinii electrice M, cuplul dezvoltat de mașina de lucru M_r și cuplul dinamic M_d se face prin *ecuația mișcării*, relația (2.4). Dacă $J(t)$=const., ecuația mișcării devine

$$M - M_r = M_d = J \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}. \qquad (2.5)$$

În relația (2.5) toate mărimile sînt raportate la arborele MEA avînd viteza unghiulară Ω. În literatura de specialitate sînt precizate relațiile de calcul pentru raportarea cuplurilor, a momentelor axiale de inerție, a forțelor și a maselor la același arbore al acționării [2.2, 2.3, 2.7, 2.25, 2.29].

Dacă *MEA* este motor, atunci sensul cuplului la arbore ($+M$) corespunde sensului mișcării; în continuare dacă aceeași mașină electrică funcționează în regimurile de generator sau de frînă electrică, ea dezvoltă la arborele său un cuplu opus mișcării ($-M$), care de fapt este un cuplu rezistent față de situația anterioară.

Referitor la sensul cuplului dezvoltat de ML, pot de asemenea exista două situații. În cele mai multe cazuri mașina de lucru acționată dezvoltă un cuplu rezistent, de exemplu, la comprimarea, tăierea, îndoirea, întinderea sau răsucirea materialelor atunci cînd se realizează o deformare permanentă a acestora. Tot aici sînt cuprinse și cuplurile de frecare, care provoacă un efect de frînare, fiind opuse mișcării. În alte cazuri, de exemplu, la comprimarea elastică a unui resort, în faza de comprimare a resortului cuplul are un caracter rezistent, după care în faza de destindere are un caracter motor, acționînd în sensul mișcării. Un alt exemplu se referă la problemele de acționări determinate de acțiunea cîmpului gravitațional. La ridicarea unui corp, folosind un utilaj de ridicat sarcina creată la arborele mașinii electrice de acționare are un caracter rezistent ($+M_r$), iar în faza de coborîre aceeași sarcină creează un cuplu motor ($-M_r$), deoarece acționează în sensul mișcării de coborîre. Ținînd seama de aceste aspecte, ecuația mișcării, în formă generală, devine

$$\pm M \pm M_r = M_d. \tag{2.6}$$

Alegerea corectă a semnelor $\pm$ în fața termenilor M și M_r se poate face numai după ce se cunosc pentru sistemul respectiv de acționare electrică caracteristicile regimului de funcționare a mașinii electrice de acționare și a mașinii de lucru.

În cazul sistemelor de acționare electrică cu corpuri în mișcare de translație, analog relației (2.3), puterea dinamică este

$$P_d = \frac{1}{2}\,\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(mv^2) = mv\,\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} + \frac{v^2}{2}\,\frac{\mathrm{d}m}{\mathrm{d}t}. \tag{2.7}$$

Se poate defini *forța dinamică* sau *forța inerțială*

$$F_d = \frac{P_d}{v} = m\,\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} + \frac{v}{2}\,\frac{\mathrm{d}m}{\mathrm{d}t} = F - F_r. \tag{2.8}$$

Dacă m=const., ecuația mișcării devine

$$F - F_r = F_d = m\,\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t}. \tag{2.9}$$

Prin analogie cu relația (2.6) se poate scrie ecuația generală

$$\pm F \pm F_r = F_d. \tag{2.10}$$

Împărțind relația (2.5) cu Ω, respectiv relația (2.9) cu v se obține *ecuația mișcării exprimată cu ajutorul puterilor*

$$P - P_r = P_d. \tag{2.11}$$

La o acționare electrică, devine evident, că în *timpul proceselor electromecanice stabilizate* $W_c(t)=\text{const.}$, $\Omega(t)=\text{const.}$ sau $v(t)=\text{const.}$ și deci $P_d=0$, $M_d=0$ sau $F_d=0$, adică $M=M_r$ și respectiv $F=F_r$.

Caracteristicile mecanice ale unei *MEA*, care reprezintă dependența $M(\Omega)$ pot fi *statice* și *dinamice*. Determinarea lor se poate face pe cale teoretică și experimentală [2.8, 2.14, 2.16, 2.17, 2.18].

Caracteristicile mecanice statice reprezintă dependența $M(\Omega)$, prin puncte de funcționare staționară, obținute în cazul echilibrului cuplurilor ($M=M_r$). Dacă echilibrul cuplurilor se modifică $M\neq M_r$, iar procesul electromecanic tranzitoriu se desfășoară suficient de lent, se consideră cu aproximație că punctul de funcționare parcurge caracteristica statică. Caracteristicile dinamice reprezintă dependența $M(\Omega)$ în valori momentane obținute în timpul unui proces electromecanic tranzitoriu rapid.

Caracteristica mecanică statică naturală, la o mașină electrică este una singură, are loc în cazul funcționării stabilizate, cînd $\Omega(t)=\text{const.}$, la diverse încărcări și viteze, în cazul cînd la bornele mașinii se aplică tensiunea nominală ca valoare, frecvență, formă de variație în timp, iar în circuitele mașinii electrice nu se găsesc reostate, bobine, condensatoare sau alte aparate. Dacă una sau mai multe din condițiile menționate nu sînt respectate intervin caracteristici mecanice artificiale.

Din punct de vedere al formei caracteristicii mecanice statice naturale, *MEA* în regim de motor se împart în trei categorii: *MEA* cu caracteristică mecanică *absolut rigidă* (motorul sincron); — *rigidă* (motorul de curent continuu cu excitație separată constantă, motorul asincron în domeniul stabil de funcționare); — *moale, elastică* sau *suplă* (motorul de curent continuu cu excitație serie, motorul de curent alternativ serie cu colector).

Din ecuația mișcării putem determina în *regim dinamic caracteristica mecanică a MEA*, $M(t)=M_d(t)+M_r(t)$, pentru diferite faze tehnologice ale unei anumite acționări electrice, de exemplu, cu șocuri de sarcină $M_r(t)$, în a cărei structură funcționează ansamblul $MEA-ML$, figura 2.2. Cu cît durata regimurilor electromecanice tranzitorii este mai mică, diferența dintre caracteristicile mecanice statice și dinamice ale *MEA* poate avea valori mari.

B. **Stabilitatea statică a sistemelor de acționare electrică** Funcționarea în regim electromecanic permament a unei acționări electrice este caracterizată de egalitatea dintre cuplul motor M și cel rezistent M_r. Punctul de funcționare P corespunde intersecției caracteristicilor mecanice statice $M(\Omega)$ cu $M_r(\Omega)$, figura 2.3. Acest punct poate corespunde unei *funcționări stabile sau instabile*,

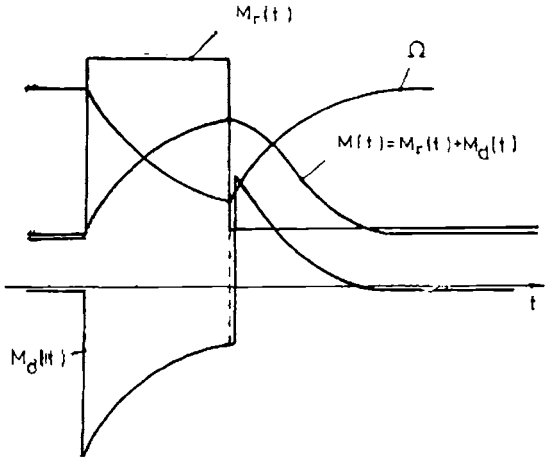


Fig. 2.2. Explicativă pentru determinarea curbei cuplului motor $M(t)$ la o mașină *MEA* cu caracteristică mecanică rigidă, într-o acționare cu șocuri de sarcină.

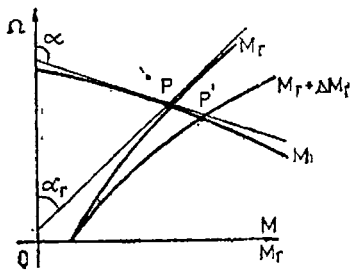


Fig. 2.3. Stabilitatea statică.

ceea ce impune cunoașterea unui criteriu care să permită aprecierea stabilității statice a sistemului *MEA—ML*.

Stabilitatea în funcționare a unui sistem de acționare electrică se caracterizează prin proprietatea acestuia de a reveni în echilibru stabil într-un interval de timp cît mai scurt, după ce a fost scos din echilibrul inițial datorită variațiilor încărcării la nivelul *ML* sau datorită variației unor parametrii ai *MEA*, cum ar fi tensiunea de alimentare, frecvența, curentul de excitație, rezistența electrică a înfășurărilor (prin modificarea temperaturii înfășurărilor) etc.

Stabilitatea statică a unui sistem de acționare electrică se analizează în ipoteza restrictivă a unor deviații foarte mici, în raport cu punctul de funcționare staționară P și suficient de lente în timp.

Dacă cuplul motorului variază de la M la $M+\Delta M$, cuplul rezistent de la M_r la $M_r+\Delta M_r$, iar viteza de la Ω la $\Omega+\Delta\Omega$, rezultă următoarea formă a ecuației mișcării

$$M+\Delta M-(M_r+\Delta M_r)=J\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Omega+\Delta\Omega). \qquad (2.12)$$

Din relațiile (2.5) și (2.12) se obține

$$\Delta M-\Delta M_r=J\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(\Delta\Omega). \qquad (2.13)$$

În apropierea punctului P, caracteristicile mecanice statice $M(\Omega)$ și $M_r(\Omega)$ pot fi înlocuite prin tangentele duse la ele în P, adică

$$\frac{\Delta M}{\Delta\Omega} = \frac{\Delta M}{\Delta\Omega} = \operatorname{tg}\alpha \tag{2.14}$$

și

$$\frac{dM_r}{d\Omega} = \frac{dM_r}{d\Omega} = \operatorname{tg}\alpha_r. \tag{2.15}$$

Ecuația (2.13) devine

$$\left(\frac{dM}{d\Omega} - \frac{dM_r}{d\Omega}\right)\Delta\Omega = \psi\Delta\Omega = J\frac{d}{dt}(\Delta\Omega), \tag{2.16}$$

în care s-a notat $\psi = \frac{dM}{d\Omega} - \frac{dM_r}{d\Omega}$ — *coeficientul de stabilitate statică*.

Rezultă ecuația

$$\frac{d}{dt}(\Delta\Omega) - \frac{\psi}{J}\Delta\Omega = 0, \tag{2.17}$$

a cărei soluție este

$$\Delta\Omega = \Delta\Omega_i \cdot e^{\frac{\psi}{J}t}, \tag{2.18}$$

unde $\Delta\Omega_i$ este variația inițială a vitezei corespunzătoare momentului apariției perturbației în sistemul respectiv de acționare. Deoarece totdeauna $J>0$ și $e>0$, rezultă că $\Delta\Omega\to 0$ pentru $t>0$ numai dacă $\psi<0$.

În concluzie, o acționare electrică funcționează într-un regim electromagnetic permanent stabil dacă este verificată condiția

$$\Psi = \frac{dM}{d\Omega} - \frac{dM_r}{d\Omega} = \frac{dM_d}{d\Omega} = \operatorname{tg}\alpha - \operatorname{tg}\alpha_r < 0. \tag{2.19}$$

Rezultă că forma curbei cuplului dinamic $M_d(\Omega)$ ne dă o indicație asupra stabilității în funcționare a acționării. Pentru ca funcționarea la o viteză dată să fie stabilă, este necesar ca la o creștere a vitezei ($d\Omega>0$) să corespundă o micșorare a cuplului dinamic ($dM_d<0$) și invers.

Dacă perturbațiile din sistemul de acționare electrică determină variații rapide ale cuplurilor M și M_r, punctul de funcționare se deplasează pe o traiectorie dinamică [2.9, 2.11, 2.12, 2.25, 2.29].

Calitatea acestor sisteme de acționare se apreciază pe baza felului în care răspund prin mărimea de ieșire la o variație semnal în treaptă a mărimii de intrare, figura 2.4.

Se face observația că dimensionarea parametrilor sistemului de acționare electrică *SAE* trebuie astfel făcută încît să rezulte un proces electromecanic tranzitoriu amortizat. Pentru determinarea parametrilor electromecanici ai unui *SEA*, în literatura de specialitate sînt prezentate metode de calcul și experimentale [2.1, 2.14, 2.20, 2.21, 2.22, 2.23, 2.27, 2.29].

C. **Diagramele sau graficele de mișcare** pentru sisteme de acționare cu corpuri în mișcare de translație $v(t)$ sau de rotație $\Omega(t)$ au forme variate în corelare cu structura și etapele procesului tehnologic realizat de către *ML* acționată. În figura 2,5 se prezintă un tip simplificat de diagramă de mișcare.

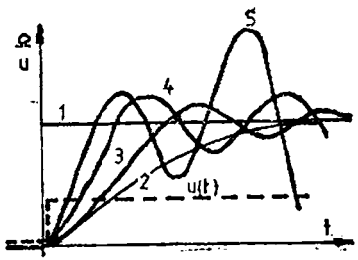


Fig. 2.4. Explicativă la stabilitatea dinamică, în cazul unei mașini de c.c. cu caracteristică mecanică rigidă :
$u(t)$ — tensiunea aplicată indusului, semnalul treaptă; $\Omega(t)$ — viteza unghiulară la arborele *MEA*, mărimea de ieșire pentru care pot interveni următoarele cazuri : 1 — sistem fără inerție, variație treaptă; 2 — proces aperiodic; 3 — variație periodică amortizată; 4 — oscilație de amplitudine constantă în jurul unei valori medii; 5 — oscilație de amplitudine crescătoare.

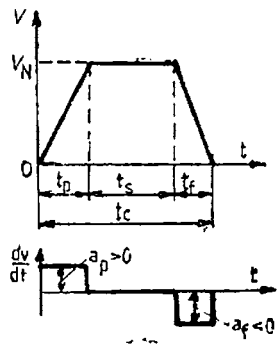


Fig. 2.5. Diagrama de mișcare :
t_p — durata pornirii; t_s — timpul de funcționare în sarcină; t_f — timpul de frînare; $t_c = t_p + t_s + t_f$ — durata ciclului; a_p — accelerația la pornire; a_f — decelerația sau întîrzierea.

Optimizarea formei graficului de viteză se face, de exemplu, în vederea *realizării unei productivități maxime de către mașina de lucru acționată, a unei încălziri minime a mașinii electrice de acționare și pentru reducerea la nivelul admisibil a efectelor provocate de către șocuri.* Pe baza graficelor de mișcare este posibilă determinarea unor concluzii practice referitoare la accelerațiile, decelerațiile și șocurile care se produc în funcționarea sistemului de acționare electrică analizat. Totodată se poate preciza și curba spațiului parcurs.

a. *Realizarea ciclului de durată minimă.* Se pune problema parcurgerii unei anumite distanțe l_c în timpul minim. Într-o primă etapă, în raport cu graficul trapezoidal de mișcare, figura 2.5, considerînd $t_p=t_f$, rezultă pentru spațiul parcurs

$$l_c=\frac{1}{2}v_N(t_c+t_s), \tag{2.20}$$

rar pentru durata ciclului

$$t_c=\frac{v_N}{a_p}+\frac{l_c}{v_N}. \tag{2.21}$$

Din relația

$$\frac{dt_c}{dv_N}=\frac{1}{a_p}-\frac{l_c}{v_N}=0 \tag{2.22}$$

rezultă

$$v_{N\,max}=\sqrt{a_p\cdot l_c} \tag{2.23}$$

și durata minimă a ciclului

$$t_{c\,min}=2\sqrt{\frac{l_c}{a_p}}. \tag{2.24}$$

Mărimile $v_{N\,max}$ și $t_{c\,min}$ caracterizează noua formă a graficului de mișcare, triunghi isoscel, figura 2.6. Dezavantajul major care caracterizează energetic această soluție limită se referă la faptul că *SAE* va funcționa numai în regimuri electromecanice tranzitorii ($t_s=0$).

Din relațiile (2.21), (2.23) și (2.24) se obține

$$\frac{t_c}{t_{c\,min}}=\frac{1}{2}\left[\frac{v_N}{v_{N\,max}}+\frac{v_{N\,max}}{v_N}\right], \tag{2.25}$$

a cărei reprezentare grafică, figura 2.7, identifică domeniul de valori $v_N/v_{N\,max}<0{,}4$, pentru care reducerea duratei ciclului t_c este utilă practic.

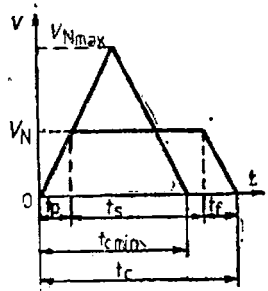


Fig. 2.6. Diagrama cu durata minimă a ciclului.

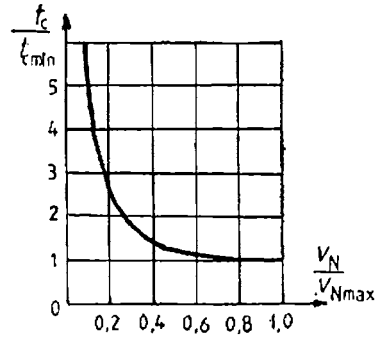


Fig. 2.7. Dependența dintre durata ciclului și viteza nominală.

b. Alegerea unei *MEA* de *putere minimă*, în raport cu o anumită activitate tehnologică, se face corelînd forma graficului de mișcare, la care se consideră stabilite t_c și v_N, cu curba pierderilor de putere din *MEA*, care să determine o încălzire a *MEA* sub valoarea nominală.

c. *Limitarea șocurilor sau smucăturilor* din *SAE* la valori admisibile sub aspect *fiziologic* în cazul transportului de persoane și *electromecanic*, în cazul general al dimensionării elementelor din circuitul de forță.

Din relația (2.2) și figura 2.5 se deduce că numai *la începutul și sfîrșitul regimurilor electromecanice tranzitorii* (pornire, frînare) intervin șocuri de o anumită valoare și sens de acțiune. De exemplu, pentru graficul de mișcare din figura 2.5, la care în regimurile tranzitorii curba $v\,(t)$ este liniară, rezultă șocuri de valoare $\pm\infty$ numai la începutul și sfîrșitul pornirii respectiv a frînării, ceea ce evident nu reprezintă o soluție tehnică. Problema fundamentală se pune de a stabili *forma optimă a curbei graficului de mișcare* $v\,(t)$ pe întreaga durată a regimurilor tranzitorii, prin dimensionarea corespunzătoare a elementelor schemei electrice. În literatura de specialitate [2.3] se exemplifică utilitatea de a crea o formă trapezoidală sau sinusoidală pentru mărimea $\frac{dv}{dt}\,(t)$, ceea ce limitează șocurile maxime sub valorile admisibile.

2.1.2. CRITERII DE ALEGERE A MAȘINII ELECTRICE DE ACȚIONARE

Problema de bază în studiul și proiectarea acționărilor electrice este aceea a determinării unei soluții optime pentru *MEA*, ținînd seamă de toate cerințele serviciului în care are loc funcționarea acționării electrice respective. *Supratemperatura MEA* este cauzată de către pierderile de putere activă din aceasta, iar ca *valoare nominală* este fixată prin clasa de izolație a materialelor electroizolante utilizate.

Puterea unei *MEA* se alege și se verifică pe baza *diagramei de încărcare* sau *de sarcină a MEA*. Diagrama $M_r(t)$ este diagrama cuplului mecanismului executor al *ML* raportată la arborele *MEA*. Dacă în regimurile electromecanice stabilizate $M=M_r$, în cele tranzitorii, conform ecuației mișcării, relația (2.5), intervine și cuplul dinamic care introduce suplimentar componente corespunzătoare în curba curentului și cea a puterii.

În toate sistemele de acționări electrice, *MEA* trebuie să satisfacă următoarele condiții:

a. *La o funcționare de durată, în concordanță cu specificul acționării deservite, MEA să nu depășească supratemperatura nominală* θ_N. Încălzirea unei *MEA* este cauzată de pierderile de putere ΔP din înfășurări, pachetul de tole și mecanice. La un motor electric avem

$$\Delta P=P_1-P_2=P_1(1-\eta)=P_2\left(\frac{1}{\eta}-1\right)=k+v, \qquad (2.26)$$

în care P_1 și P_2 sînt puterea absorbită, respectiv cea utilă; η — randamentul motorului; k — pierderile constante (în pachetul de tole, în lagăre și prin ventilație) în anumite limite se modifică puțin cu variația sarcinii); v — pierderile variabile (pierderile în rezistența înfășurărilor).

Studiul încălzirii și răcirii mașinilor electrice se face considerînd că mașinile electrice sînt corpuri omogene și izotrope de conductivitate termică infinită. Ultima ipoteză este echivalentă cu aprecierea că în orice punct al unei mașini electrice încălzirea este aceași. Totodată, cedarea de căldură de la *MEA* spre mediul ambiant se face în cea mai mare parte prin convecție și doar într-o mică măsură prin conducție și radiație, și ca urmare cedarea de căldură este proporțională cu supratemperatura *MEA*, adică cu diferența de temperatură dintre *MEA* și microclimatul ambiant, $\theta=\vartheta_{MEA}-\vartheta_a$ (STAS 1983-78, $\vartheta_a=+40\,^\circ C$).

Într-un interval infinitezimal de timp dt, ecuația diferențială *a încălzirii MEA* este

$$\Delta P \cdot dt = C \cdot d\theta + A\theta \cdot dt, \tag{2.27}$$

în care $C=cm$ este capacitatea de înmagazinare termică, Ws/grad; $A=\alpha S$ — capacitatea de cedare termică, W/grad, c — căldura specifică, Ws/kg·grad, m — masa *MEA*, kg; α — coeficientul de transmitere a căldurii prin convecție, W/m²·grad; S — suprafața *MEA* prin care se evacuează căldura, m².

Dacă regimul termic de încălzire este stabilizat, $d\theta=0$, $\theta(t)=\text{const.}=\theta_{max}$, relația (2.27) devine

$$\Delta P = A\theta_{max} \text{ sau } \theta_{max} = \frac{\Delta P}{A} \leqslant \theta_N. \tag{2.28}$$

Soluția ecuației (2.27), dacă se admite că inițial la $t=0$, $\theta=\theta_{min}$, este de forma

$$\theta = \theta_{max}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_t}}\right) + \theta_{min} e^{-\frac{t}{T_t}}, \tag{2.29}$$

unde $T_t = \frac{C}{A}$ este constanta termică de timp la încălzire.

Orientativ, valorile constantei T_t, pentru diferite tipuri constructive, grade de protecție ale MEA se situează în domeniul 0,3 — 4(5)h.

Ecuația curbei de răcire de la θ_{max} la θ_{min} rezultă sub forma

$$\theta = \theta_{min}\left(1 - e^{-\frac{t}{T_r}}\right) + \theta_{max} e^{-\frac{t}{T_r}}. \tag{2.30}$$

Relațiile (2.29) și (2.30) precizează că încălzirea și răcirea *MEA* se desfășoară în timp după curbe exponențiale. Cu T_r s-a notat constanta termică a *MEA* în procesul de răcire. Durata tehnică a regimurilor termice tranzitorii, atît la încălzire cît și la răcire, este stabilită prin $(3-5)T_t$, respectiv $(3-5)T_r$.

Dacă *MEA* este cu autoventilație, în procesul tranzitoriu al răcirii $T_r > T_t$ deoarece, la $\Omega=0$, și deci în lipsa autoventilației, scade valoarea coeficientului α, iar constanta termică de timp crește de la T_t la T_r. Este evident că la *MEA* cu ventilație independentă $T_t=T_r=T$.

Există o anumită legătură între curba încălzirii unei *MEA* și tipul de serviciu al acesteia. Prin STAS 1893-78 sînt precizate opt *servicii tip*, definite ca *servicii nominale standard*. Acestea sînt: *S*1 — continuu; *S*2 — de scurtă durată; *S*3 — intermitent periodic;

S4 — intermitent periodic cu durată de pornire ; *S5* — intermitent periodic cu durată de pornire și de frînare electrică ; *S6* — neîntrerupt cu sarcină intermitentă periodic ; *S7* — neîntrerupt cu frînări electrice periodice ; *S8* — neîntrerupt cu modificare de turație. Indicativele acestor servicii nominale se marchează pe plăcuța cu date a *MEA*, exceptînd serviciul continuu (*S1*). Dacă la serviciile *S1* și *S2* încărcarea este constantă, în restul serviciilor de funcționare încărcarea *MEA* se modifică periodic, datorită procesului tehnologic periodic realizat de către *ML* acționată. Inerția *SAE* se precizează prin *factorul de inerție* $FI=\frac{J_{MEA}+J_{Transmisie}+J_{ML}}{J_{MEA}}$ și *constanta acumulării energiei cinetice*, care reprezintă raportul dintre energia cinetică acumulată în rotor la turația nominală și puterea aparentă nominală. Momentele axiale de inerție $J_{Transmisie}$ și J_{ML} se consideră raportate la arborele *MEA*.

La serviciile ciclice se definește *durata relativă de funcționare activă*, *DA*. Aceasta reprezintă raportul dintre durata funcționării în sarcină, inclusiv timpii de pornire și frînare electrică și durata totală a ciclului, $DA=t_s/t_c$.

Pentru serviciile *S3*—*S5* sînt standardizate valorile $DA=$ $=0{,}15$; $0{,}25$; $0{,}4$; $0{,}6$. *MEA* fabricate pentru a funcționa în aceste servicii au indicată mărimea *DA* pe tăbliță cu datele nominale. La $DA<1{,}0$ sau $DA>0{,}6$ se aleg *MEA* pentru serviciul de scurtă durată respectiv continuu. În serviciile tip periodice *S3*—*S8*, durata standardizată a unui ciclu este $t_c=10$ minute.

b. *MEA trebuie să asigure o funcționare normală a sistemului de acționare electrică, în cazul unor suprasarcini de scurtă durată, care pot să apară în mod accidental.* Aceste suprasarcini sînt limitate de către comutație la *MEA* cu colector, prin cunoașterea capacității de suprasarcină după curent $\lambda=I_{max}/I_N$, iar la cele asincrone și sincrone capacitatea de supraîncărcare mecanică λ. Capacitatea de suprasarcină mecanică a unui motor electric se definește prin raportul dintre cuplul critic M_k al motorului și cuplul său nominal, $\lambda=M_k/M_N$. Este necesar ca suprasarcina maximă $M_{r\,max}<M_N$ și respectiv $I_{max}<\lambda_1 I_N$.

c. *În tot decursul regimului tranzitoriu al pornirii, cuplul dinamic să fie pozitiv.* Aceasta înseamnă $M>M_r$, pentru a evita funcționarea rotorului la o turație mai mică decît cea nominală, figura 2.8, *a*. Datorită prezenței armonicei de ordinul trei, în curba caracteristicii mecanice a motorului trifazat asincron cu rotorul în colivie există o șea. Punctul de funcționare se poate stabili în P' la o viteză $\Omega'_N<\Omega_N$ figura 2.8, *b*. În această situație, pierderile de putere din *MEA* sînt mărite, iar cu timpul, în afară de faptul că

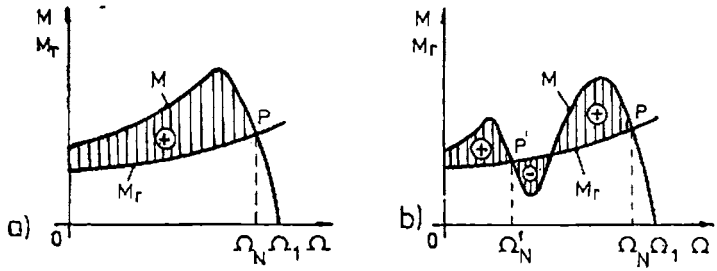


Fig. 2.8. Caracteristici mecanice la pornirea unui motor asincron cu rotorul în colivie :
a — soluție corespunzătoare; b — soluție greșită.

MEA nu antrenează corespunzător *ML*, se supraîncălzește, degradîndu-se.

Soluția adoptată pentru un sistem de acționare electrică trebuie să fie în ansamblu optimă sub aspect tehnico-economic. Din acest punct de vedere interesează și problemele legate de alegerea tensiunii de alimentare, a felului curentului, a vitezei nominale de dotație a *MEA*, cît și a transmisiei mecanice dintre *MEA* și *ML*.

2.1.3. EXEMPLE PRIVIND ALEGEREA PUTERII MAȘINII ELECTRICE DIN PUNCT DE VEDERE AL VERIFICĂRII LA ÎNCĂLZIRE

A. La funcționarea în serviciul continuu cu sarcină constantă se alege, pe baza cataloagelor, *MEA* avînd puterea nominală P_N corespunzătoare sarcinii P_r date prin graficul de sarcină. În situația în care P_r este cuprinsă între două puteri nominale standardizate, se va alege *MEA* cu puterea nominală imediat superioară. Rezultă $\theta_{MEA} \leqslant \theta_N$.

Dacă temperatura mediului ambiant este cu $\Delta\vartheta_a$ peste cea standard (+40 °C), atunci temperatura corespunzătoare încălzirii admisibile a *MEA* va fi $\theta_N - \Delta\vartheta_a$, și deci puterea cu care încărcăm *MEA* va fi $P'_x < P_N$. La o temperatură a mediului ambiant mai joasă cu $\Delta\vartheta_a$ decît cea standard, limita temperaturii corespunzătoare încălzirii *MEA* este $\theta_N + \Delta\vartheta_a$ și deci puterea cu care putem să încărcăm *MEA* va fi $P''_x > P_N$.

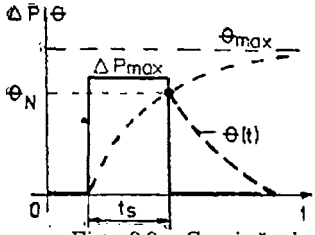


Fig. 2.9. Sarcină de scurtă durată.

Se demonstrează că [2.3, 2.25]

$$P'_x=\alpha' P_N \quad (2.13) \quad \text{și} \quad P''_x=\alpha'' P_N, \quad (2.32)$$

în care $\alpha'=\alpha<1$ dacă $\vartheta_a>40\,°C$, adică în relația (2.33) se consideră semnul negativ și invers $\alpha''=\alpha>1$, dacă $\vartheta_a<+40\,°C$

$$\alpha=\sqrt{1\mp\frac{\Delta\vartheta_a}{\vartheta_N}(1+\beta)}, \quad (2.33)$$

unde $\beta=k/v_N$ — raportul dintre pierderile constante k și cele variabile nominale v_N ale *MEA*, identificate din catalogul *MEA*.

B. **Determinarea puterii MEA la o funcționare în serviciul de scurtă durată.** Alegînd corect *MEA* în serviciul *S2*, încălzirea sa trebuie să atingă valoarea admisibilă ϑ_N la sfîrșitul intervalului activ de suprasarcină, figura 2.9. Dacă în serviciul continuu *S1* puterea nominală a aceleiași *MEA* este P_N, este evident că suprasarcina $P_{max}>P_N$, iar funcționarea într-un serviciu continuu ar determina o supratemperatură $\vartheta_{max}>\vartheta_N$. Pe curba încălzirii *MEA*, punctul nominal intervine la $t=t_s$, adică $t_s<4T_t$.

$$\vartheta_N=\vartheta_{max}\left(1-e^{-\frac{t_s}{T_t}}\right). \quad (2.34)$$

Se definește *capacitatea de suprasarcină termică* a *MEA*

$$C_t=\frac{\vartheta_{max}}{\vartheta_N}=\frac{1}{1-e^{-\frac{t_s}{T_t}}}>1. \quad (2.35)$$

Serviciului continuu îi corespunde $t_s\to\infty$ și $C_t\to 1$, iar $P_{max}\to P_N$. Supratemperaturile ϑ_{max} și ϑ_N, în regim termic stabilizat, fiind proporționale cu pierderile totale de putere se obține

$$C_t=\frac{P_{max}}{P_N}=\frac{k+v_{max}}{k+v_N}=\frac{\beta+\left(\frac{I_{max}}{I_N}\right)^2}{\beta+1}. \quad (2.36)$$

Capacitatea de suprasarcină mecanică a *MEA* se definește prin expresia

$$C_m=\frac{P_{max}}{P_N}=\frac{I_{max}}{I_N}, \quad (2.37)$$

și deci din relația (2.36) avem

$$C_m=\sqrt{C_t(\beta+1)-\beta}<C_t, \quad (2.38)$$

Dacă nu se dispune de *MEA* special fabricată pentru funcționarea în serviciul *S2*, trecerea de la serviciul *S1* și *S2*, sub aspectul verificării la încălzire, se face folosind relațiile (2.35) și (2.38). În continuare sînt obligatorii verificările netermice la care se supune *MEA*.

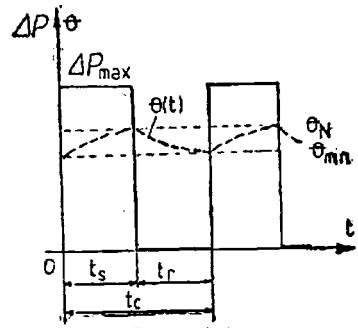


Fig. 2.10. Sarcină intermitent periodică.

C. **Determinarea puterii MEA la o funcționare în serviciul intermitent periodic.** La o funcționare de durată în serviciul *S3*, cu intervale de sarcină t_s și de repaus t_r, încălzirea *MEA* se modifică între două limite θ_N și θ_{min}, figura 2.10. În intervalele de sarcină, t_s, procesul termic al *MEA* este de încălzire, iar în intervalele t_r este de răcire. Se pot scrie următoarele ecuații

$$\theta_N=\theta_{max}\left(1-e^{-\frac{t_s}{T_t}}\right)+\theta_{min}e^{-\frac{t_s}{T_t}} \qquad (2.39)$$

și

$$\vartheta_{min}=\theta_N e^{-\frac{t_s}{T_r}}. \qquad (2.40)$$

Din relațiile (2.39) și (2.40) se poate defini *capacitatea de suprasarcină termică a MEA*

$$C_t=\frac{\theta_{max}}{\theta_N}=\frac{1-e^{-\left(\frac{t_s}{T_t}+\frac{t_r}{T_r}\right)}}{1-e^{-\frac{t_s}{T_t}}}=\frac{1-e^{-\frac{t_s}{T_r\cdot DA^*}}}{1-e^{-\frac{t_s}{T_t}}}>1, \qquad (2.41)$$

în care s-a notat $DA^*=\dfrac{t_s}{t_s+t_r\cdot\frac{T_t}{T_r}}$. Dacă constantele termice de timp sînt egale, $T_t=T_r$, mărimea $DA^*=DA$.

Apoi, se determină capacitatea de suprasarcină mecanică a *MEA* la funcționarea în serviciul *S3* utilizînd relația (2.38). Se constată că pentru $t_s\to\infty$ rezultă $C_t\to 1$ și $C_m\to 1$, ceea ce caracterizează serviciul continuu al *MEA*. La aceeași concluzie se ajunge și pentru $t_s\neq\infty$, dar $DA^*\to 1$.

D. Reducerea unei sarcini variabile periodic la o sarcină echivalentă constantă în timp. Există procese tehnologice realizate de către *ML* acționate care determină la nivelul *MEA* o variație

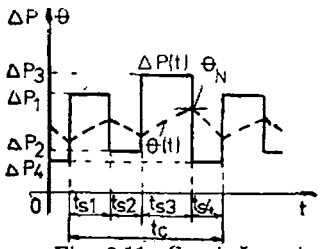


Fig. 2.11. Sarcină variabilă periodic.

periodică a sarcinei și respectiv a pierderilor totale de putere. În figura 2.11 se prezintă un grafic posibil. Motorul electric de acționare este corect ales, dacă încălzirea maximă în decursul unui ciclu al funcționării de durată nu depășește valoarea nominală. Dacă se analizează forma curbei $\theta(t)$, rezultă creșterea sau scăderea încălzirii *MEA* în corelare cu diagrama de variație a pierderilor totale de putere. Valoarea supratemperaturii *MEA* la începutul și sfîrșitul unui interval t_c este identică, $\theta(o)=\theta(t_c)$.

Verificarea, sub aspectul încălzirii, a unei corecte alegeri a *MEA* dintr-un sistem de acționare electrică la care sarcina este variabilă periodic, se face prin aplicarea uneia din următoarele metode [2.25, 2.29].

a. *Metoda pierderilor medii.* În cazul unei sarcini variabile periodic, la o funcționare de durată, *valoarea medie a încălzirii MEA* trebuie corelată cu valoarea medie a pierderilor de putere din *MEA*. *Pierderile medii sînt echivalente unei încărcări fictive a MEA cu o sarcină constantă.* Cunoscîndu-se curba $\Delta P(t)$, determinarea pierderilor medii de putere, în raport cu perioada t_c, figura 2.11 se obține din relația:

$$\Delta P_{med}=\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c} P\cdot dt=\frac{\sum_{i=1}^{4}\Delta P_i\cdot t_{si}}{\sum_{i=1}^{4} t_{si}}. \qquad (2.42)$$

Precizia metodei impune $T_i=T_r=T=\text{const.}$ și $t_{si}<0{,}2T$. În caz contrar sînt necesare corecții [2.1, 2.2].

Aplicarea metodei pierderilor medii are următoarele etape. Se alege inițial, pe baza cataloagelor cu *MEA*, un motor electric avînd o putere nominală în *S1*, egală cu puterea medie din graficul de sarcină majorată cu 10—60%, majorată cu atît mai mult cu cît graficul de sarcină este mai neregulat. Apoi, cu ajutorul curbei randamentului *MEA*, în funcție de puterea utilă, $\eta_i(P_2)$, se calculează pierderile de putere ΔP_i pentru fiecare treaptă a graficului de sarcină

$$\Delta P_i=P_{2i}\left(\frac{1}{\eta_i}-1\right), \qquad (2.43)$$

în continuare, folosind relația (2.42), se calculează pierderile medii și se verifică condiția

$$P_{med} \leqslant P_N \tag{2.44}$$

și deci

$$\theta_{med\ MEA} \leqslant \theta_N, \tag{2.45}$$

ΔP_N fiind pierderile nominale de putere ale motorului ales inițial. În cazul $\Delta P_{med} > \Delta P_N$ se alege un alt motor cu putere nominală mai mare și calculul se reface pînă la îndeplinirea condiției care rezultă din relația (2.44).

În concluzie, metoda pierderilor medii permite determinarea supratemperaturii medii a MEA în regim termic stabilizat și nu dă indicații privind supratemperatura maximă momentană atinsă în desfășurarea unui ciclu de funcționare. Dacă $t_c \leqslant 10$ minute, valorile constantei termice de timp T_i sau T_r ale *MEA* fiind mult superioare, $T \gg t_c$, curba supratemperaturii *MEA*, $\theta(t)$ se va situa relativ aproape de θ_{med}.

b. *Metoda curentului echivalent.* Metoda curentului echivalent constă în înlocuirea curbei reale a curentului absorbit de motor $I(t)$, printr-un curent echivalent $I_e(t) = \text{const.}$, care produce în rezistența înfășurărilor *MEA* aceleași pierderi de putere ca și curentul real. Energetic se poate scrie

$$\int_0^{t_c} [k + RI^2(t)]\, dt = \int_0^{t_c} (k + RI_e^2)\, dt \tag{2.46}$$

La aplicarea metodei curentului echivalent, care se deduce din metoda pierderilor medii, rămîn valabile limitările menționate, iar în plus se consideră că pierderile constante de putere k nu se modifică în diversele etape ale ciclului tehnologic de funcționare.

Din relațiile (2.46) și în corelare cu figura 2.11 se obține

$$I_e = \frac{1}{t_c} \sqrt{\int_0^{t_c} I^2(t)dt} = \sqrt{\frac{1}{t_c} \sum_{i=1}^{4} I_i^2 \cdot t_{si}}. \tag{2.47}$$

în care I_i este curentul real din *MEA* în intervalul t_{si} al ciclului analizat. Valoarea curentului echivalent se compară cu curentul nominal al motorului inițial ales. Trebuie să fie satisfăcută cît mai aproape de egalitate relația

$$I_e \leqslant I_N. \tag{2.48}$$

Totodată, motoarele cu colector se verifică și la suprasarcină admisibilă de curent, λ_I. Dacă I_{max} este valoarea maximă a curentu-

lui după diagrama de sarcină, este obligatoriu să se satisfacă și condiția $I_{max} \leqslant \lambda_I \cdot I_N$. În caz contrar, se alege un motor cu puterea nominală mai mare.

c. *Metodele cuplului și puterii echivalente.* Sînt situații cînd graficul de sarcină se cunoaște sub forma variației în timp a cuplului rezistent redus la arborele *MEA*.

Dacă se pot neglija fenomenele tranzitorii din *MEA*, graficul $M_r(t)$ se echivalează cu graficul $M(t)$. *La motoarele cu caracteristică mecanică rigidă, care admit o proporționalitate între curentul rotoric și cuplul electromagnetic, în locul curentului echivalent se va calcula cuplul echivalent mediu pătratic,* M_e sau *puterea medie pătratică echivalentă* P_e

$$M_e = \sqrt{\frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} M(t)^2 \, dt} \tag{2.49}$$

și

$$P_e = \sqrt{\frac{1}{t_c} \int_0^{t_c} P(t)^2 \, dt}. \tag{2.50}$$

Mărimile echivalente, folosind relațiile (2.49) și (2.50), trebuie să satisfacă condițiile

$$M_e \leqslant M_N, \text{ respectiv } P_e \leqslant P_N, \tag{2.51}$$

unde M_N și P_N sînt cuplul nominal, respectiv puterea nominală a motorului ales inițial. Ambele inegalități trebuie satisfăcute cît mai aproape de egalitate.

Un exemplu de aplicare a metodei puterii echivalente intervine și la rezolvarea problemei de recalculare a datelor unei *MEA* care urmează să funcționeze în *S*3 cu o durată relativă $DA_x \neq DA_N$. În situația menținerii aceleiași durate a ciclului tehnologic t_c, în cele două cazuri încărcările *MEA* vor fi P_X și P_N, iar structura ciclurilor tehnologice $t_c = t_{sN} + t_{rN} = t_{sX} + t_{rX}$. Pentru puterea echivalentă se obține

$$P_e = \sqrt{\frac{P_N^2 \cdot t_{sN}}{t_{sn} + t_{rN}}} = \sqrt{\frac{P_x^2 t_{sx}}{t_{sx} + t_{rx}}}, \tag{2.52}$$

adică

$$P_N \sqrt{DA_N} = P_x \sqrt{DA_x}. \tag{2.53}$$

La motorul de curent continuu serie, nu se pot aplica metodele cuplului și puterii echivalente, deoarece nu există o proporționalitate între curentul rotoric și cuplu.

Se constată că la toate metodele prezentate: a pierderilor medii, a curentului echivalent, a cuplului și puterii echivalente, pentru stabilirea variantei corecte a soluției care alege *MEA*, intervine o procedură de tatonare a soluției optime prin *aproximații succesive*. Folosirea calculatorului numeric permite soluționarea avantajoasă a acestei categorii de probleme ținînd seamă de toate condițiile pe care le pune în exploatare ansamblul *MEA*—*ML*, cît și de verificările neterminice la care *MEA* trebuie să corespundă [2.11, 2.12, 2.13, 2.29].

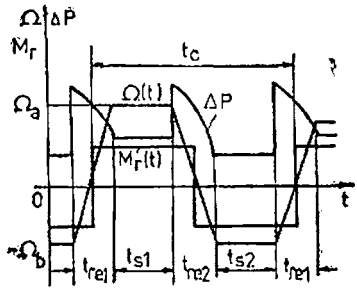


Fig. 2.12. Sarcină variabilă periodic cu considerarea regimurilor electromecanice tranzitorii.

E. **Reducerea unei sarcini variabile periodic la o sarcină echivalentă constantă în timp, dacă se consideră și regimurile electromecanice tranzitorii.** La sarcinile tip *S*4, *S*5, *S*7 și *S*8 regimurile electromecanice tranzitorii pot avea o pondere relativ mare în bilanțul energetic al pierderilor de putere care determină încălzirea *MEA*. În figura 2.12 se arată un exemplu de serviciu continuu periodic, cu intervale de funcționare stabilizate la vitezele Ω_a și $-\Omega_b$ încadrate cu intervale t_{re1}, t_{re2}, în care se produce reversarea sistemului de acționare electrică. În intervalele de timp t_{s1}, t_{s2} pierderile totale de putere au valorile $\Delta P_{s1}=k+v_{s1}$, $\Delta P_{s2}=k+v_{s2}$. În decursul timpilor de reversare t_{re1}, t_{re2} pierderile totale de putere sînt $\Delta P_1(t)$ și $\Delta P_2(t)$. Se calculează valoarea medie a pierderilor totale de putere în raport cu un ciclu

$$P_{med}=\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c}\Delta P\,(t)\,dt=\frac{1}{t_c}[\Delta P_{s1}\cdot t_{s1}+\Delta P_{s2}\cdot t_{s2}+$$

$$+\int_0^{t_{re1}}\Delta P_1\,(t)\,dt+\int_0^{t_{re2}}\Delta P_2\,(t)\,dt]\leqslant P_N, \qquad (2.54)$$

iar comparația cu ΔP_N permite să se aprecieze supratemperatura medie a *MEA*. Alte elemente referitoare la metodica de reducere și echivalare termică a *MEA* în diverse servicii de funcționare sînt prezentate în literatura de specialitate [2.1, 2.5, 2.13, 2.29].

2.1.4. REDUCEREA CONSUMULUI SPECIFIC DE ENERGIE ELECTRICĂ LA MOTOARELE DE ACȚIONARE

Indicii tehnico-economici care pot caracteriza sub aspect energetic funcționarea economică a unui motor electric sînt: puterea mecanică utilă P_2, puterea electrică absorbită P_1, randamentul η, pierderile de putere ΔP, pierderile de energie ΔW, factorul de putere cos φ, încălzirea și gabaritul specific kg/kW.

În regimuri electromecanice tranzitorii, pierderile variabile de energie din *MEA* sînt mărite $v \gg k$, ceea ce solicită termic suplimentar izolația înfășurărilor. Totodată randamentul cu care se utilizează energia electrică rezultă redus. În continuare exemplificările energetice se fac considerînd numai energia de pierderi variabile în regimurile tranzitorii.

A. **Mașina de curent continuu cu excitație separată.** La un regim electromecanic tranzitoriu, în intervalul $t_1 \div t_2$, energia de pierderi variabile este

$$\Delta W = \int_{t_1}^{t_2} R_i i^2 \mathrm{d}t, \tag{2.55}$$

în care R_i este rezistența interioară a motorului.

Neglijînd pierderile constante k se poate scrie diferența dintre puterea absorbită $M\Omega_0$ și puterea utilă $M\Omega$, $\Delta P = V = i^2 R_i = M\Omega_0 - M\Omega$, în care Ω_0 este viteza la mers în gol.

Relația (2.55) devine $\Delta W = \int_{t_1}^{t_2} M\,(\Omega_0 - \Omega)\mathrm{d}t.$ (2.56)

Folosind ecuația mișcării, se deduce

$$\Delta W = \int_{t_1}^{t_2} M_r\,(\Omega_0 - \Omega)\mathrm{d}t + J\int_{\Omega_i}^{\Omega_f} (\Omega_0 - \Omega)\,\mathrm{d}t, \tag{2.57}$$

unde Ω_i, Ω_f sînt valorile vitezei rotorului corespunzătoare timpilor t_1 (inițial) și t_2 (final). Dacă $M_r = \text{const.}$, se obține

$$\Delta W = \underbrace{M_r\left[\Omega_0(t_2 - t_1) - \int_{t_1}^{t_2} \Omega \mathrm{d}t\right]}_{\Delta W'} + \underbrace{J\left[\Omega_0(\Omega_f - \Omega_i) - \frac{\Omega_f^2 - \Omega_i^2}{2}\right]}_{\Delta W''} \tag{2.28}$$

Energia $\Delta W'$ reprezintă căldura produsă în rezistența interioară a motorului în timpul procesului electromecanic tranzitoriu datorită prezenței sarcinii M_r, iar $\Delta W''$ căldura produsă în același

interval de timp al procesului tranzitoriu datorită variației energiei cinetice a corpurilor în mișcare din sistemul de acționare electrică.

B. **Mașina asincronă trifazată.** Dacă se neglijează curentul de mers în gol, se poate considera egalitatea $I_2'^2 = I_1^2$, în care intervin pătratele valorilor curentului rotoric raportat la stator I_2', respectiv a celui statoric I_1. Energia de pierderi variabile într-un regim electromecanic tranzitoriu al motorului asincron trifazat este

$$\Delta W = 3\int_{t_1}^{t_2} (r_1 + r_2')I_2'^2 \, dt = \int_{t_1}^{t_2} p_{cu2}\left(1 + \frac{r_1}{r_2'}\right)dt, \qquad (2.59)$$

în care r_1 și r_2' sînt rezistențele pe fază ale înfășurării statorice și rotorice raportată la stator.

Pierderile de putere în cuprul rotorului p_{cu2} se exprimă prin relația

$$p_{cu2} = M\Omega_1 - M\Omega = sM\Omega_1 = \frac{M\Omega s}{1-s}, \qquad (2.60)$$

în care Ω_1 este viteza de sincronism ; s — alunecarea motorului.

Folosind ecuația mișcării, se deduce

$$p_{cu2} = \left(M_r\Omega + J\Omega\frac{d\Omega}{dt}\right)\frac{s}{1-s}. \qquad (2.61)$$

Ținînd seama de expresia alunecării motorului asincron se obține

$$\Omega = \Omega_1(1-s) \text{ și } \frac{d\Omega}{dt} = -\Omega_1\frac{ds}{dt}, \qquad (2.62)$$

adică

$$\Omega\frac{d\Omega}{dt} = -\Omega_1^2(1-s)\frac{ds}{dt}. \qquad (2.63)$$

Din relațiile (2.59), (2.61) și (2.63) rezultă, considerînd constante rezistențele r_1 și r_2', expresia

$$\Delta W = \left(1 + \frac{r_1}{r_2'}\right)\left[M_r \cdot \Omega_1 \int_{t_1}^{t_2} s\,dt + \frac{1}{2}J\Omega_1^2(s_i^2 - s_f^2)\right], \qquad (2.64)$$

în care s_i și s_f sînt alunecările motorului în momentul inițial t_1 cînd începe regimul tranzitoriu, respectiv în momentul t_2 de la sfîrșitul acestuia.

Comparînd relațiile (2.58) și (2.64) se constată aceeași concluzie referitoare la energia degajată sub formă de căldură într-un proces

electromecanic tranziloriu. La motorul asincron trifazat intervine un factor supraunitar $1 + \frac{r_1}{r_2'}$.

C. **Maşina de curent continuu serie.** Energia de pierderi variabile din regimurile electromecanice tranzitorii se poate determina pe cale grafică sau grafo-analitică. Cunoscînd curba $i\,(t)$ se construieşte curba $i^2\,(t)$, iar pentru fiecare treaptă se rezolvă relaţia (2.55). De asemenea, se poate utiliza calculatorul numeric [2.28].

D. **Măsuri de reducere a pierderilor de energie în regimurile electromecanice tranzitorii :**

— Reducerea momentului axial de inerţie de la arborele *MEA* scade valoarea componentei dinamice a pierderii de energie. Dacă momentul de inerţie intern al *MEA* este comparabil cu momentul de inerţie total, se recomandă utilizarea *MEA* cu lungime mai mare şi diametru mai redus. De asemenea se poate trece la utilizarea a două *MEA* cuplate cu *ML*, avînd puterea nominală pe jumătate şi aceeaşi Ω_N.

— Reducerea vitezei de funcţionare în gol Ω_0 sau a vitezei de sincronism Ω_1 se realizează în mod temporar în corelare cu evoluţia regimului electromecanic tranzitoriu. La maşina de c.c. cu excitaţie separată se intervine asupra tensiunii de alimentare. La maşina asincronă trifazată se modifică frecvenţa tensiunii de alimentare şi numărul de perechi de poli ai înfăşurării statorice. De exemplu, efectuarea pornirii la motoarele asincrone cu poli comutabili (2:1), folosind iniţial conexiunea cu numărul mai mare de poli, ceea ce reduce energia de pierderi la pornire.

Rezultatele semnificative sub aspect energetic se obţin dacă se calculează, utilizînd relaţiile (2.59) şi (2.65), energia de pierderi pentru regimurile tranzitorii de pornire în gol sau în sarcină, frînare, reversare etc.

E. **Aspecte energetice la utilizarea volantului în acţionările electrice cu şocuri de sarcină.** Instalaţiile industriale ca laminoare foarfece de metal, prese, ciocane, compresoare cu piston etc. produc încărcări ale *MEA* sub formă de şocuri repetate. În structura acestor acţionări electrice există un volant corespunzător dimensionat pentru ca întreaga instalaţie a acţionării electrice să poată prelua şocurile de sarcină de o anumită valoare. În acest sens se foloseşte energia cinetică pe care volantul o poate ceda sistemului de acţionare electrică în perioada vîrfului de sarcină, ajutîndu-se *MEA*, iar apoi în perioada de sarcină redusă, cînd viteza *MEA* creşte, are loc acumularea de energie în volant.

Efectele negative ale şocurilor de sarcină se referă la faptul că acestea se transmit în reţeaua de alimentare a *MEA* producînd

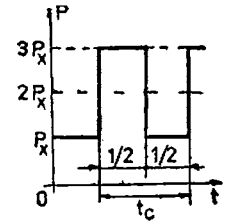


Fig. 2.13. Grafic de sarcină cu şocuri.

oscilaţia tensiunii şi creşterea pierderilor de putere, iar pe de altă parte impune alegerea unor *MEA* de putere mult mărită, ceea ce ridică costul investiţiei. Aplatizarea diagramei de variaţie a curentului, respectiv a cuplului *MEA*, prin folosirea volantului, determină şi pierderi mai mici de energie electrică în *MEA*.

Dacă se admite că la tensiunea de alimentare constantă, pierderea de putere în rezistenţa înfăşurării motorului este proporţională cu pătratul puterii acestuia, se obţine o concluzie energetică importantă analizînd comportarea *MEA* în corelare cu diagrama de sarcină din figura 2.13. La $J \to 0$, *MEA* urmăreşte vîrfurile de încărcare, pierderea de energie în raport cu ciclul t_c este

$$\Delta W_0 = k\left[(3P_x)^2 \frac{t_c}{2} + P_x^2 \frac{t_c}{2}\right] = k5P_x^2 t_c. \qquad (2.65)$$

Dacă se aplică un volant cu $J \to \infty$, încărcarea *MEA* se uniformizează, devine constantă şi egală cu $2P_x$ Pierderea de energie din motor este

$$\Delta W_\infty = k\ (2P_x)^2 t_c = k4P_x^2 t_c. \qquad (2.66)$$

Comparînd rezultatele (2.65) şi (2.66) se constată că prin folosirea volantului se obţine o reducere a pierderii de energie din MEA cu 20%. În cazul unor şocuri de încărcare cu variaţii mai mari, economia de energie creşte. Problema fundamentală la proiectarea acestor acţionări electrice este optimizarea alegerii momentului de inerţie al volantului în corelare cu datele nominale ale *MEA* [2.29].

În concluzie, pentru reducerea pierderilor de energie din sistemele de acţionare electrică se acţionează în sensul:

— alegerii optime a *MEA*;

— utilizării metodelor economice de pornire, frînare, modificare de viteză, care să conducă la pierderi minime de putere;

— utilizării metodelor de frînare cu recuperare de energie şi în general de funcţionare cu recuperare;

— optimizării graficului de mişcare;

— îmbunătăţirii factorului de putere.

2.2. SISTEME ECONOMICE NEREGLABILE ŞI REGLABILE DE ACŢIONARE ELECTRICĂ

Metodele de modificare a turaţiei motoarelor electrice de acţionare sub aspect energetic pot fi *economice* sau *neeconomice*, atunci cînd o parte relativ mare din energia electrică absorbită de la reţea se consumă la nivelul rezistoarelor de reglare transformîndu-se în căldură, ceea ce reduce în mod considerabil randamentul sistemului de acţionare electrică. Metodele economice moderne de modificare a turaţiei motoarelor electrice de acţionare utilizează mutatoare (convertoare) cu tiristoare pentru acţionări cu motoare de c.c., invertoare de frecvenţă variabilă pentru motoare asincrone sau sincrone, contactoare statice pentru modificarea turaţiei prin impulsuri de tensiune continuă sau alternativă. Sistemele moderne de acţionare permit în mod curent domenii de reglare de 1:100, iar în situaţii speciale aceste domenii pot fi extinse pînă la 1 : 3000.

Sistemele de acţionări electrice reglabile pot folosi în structura lor prezenţa cuplajelor electromagnetice, care sînt intercalate între *MEA* şi *ML*. În literatura de specialitate [2.9, 2.15] sînt prezentate diverse tipuri şi variante constructive de cuplaje electromagnetice, care se caracterizează printr-o soluţie constructivă în general, mai simplă decît cea a maşinilor electrice, pot fi telecomandate, prezintă o fiabilitate ridicată în exploatare şi sînt realizate pentru o gamă largă de puteri, pînă la 10^2 kW. Reţine atenţia că cuplajele electromagnetice cu alunecare folosite în sistemele de acţionări electrice reglabile, prin comanda curentului lor de excitaţie, realizată prin scheme relativ simple, pot asigura regimuri de reglare la turaţie constantă, la cuplu constant sau putere constantă. În unele cazuri, cuplajele electromagnetice cu alunecare se folosesc pentru pornirea lină a *ML* cu inerţie mare, ceea ce se realizează prin creşterea continuă a curentului de excitaţie evitîndu-se astfel prezenţa şocurilor de pornire.

Referitor la transmisiile mecanice utilizate în mod curent între *MEA* şi *ML* este evident faptul că cea mai simplă soluţie ar reprezenta *cuplarea directă* a *MEA* cu *ML*. Deoarece în exploatare intervin diverse situaţii tehnologice care necesită anumite turaţii de acţionare ce nu pot fi asigurate prin gama turaţiilor nominale standardizate ale *MEA*, devine obligatorie utilizarea transmisiilor mecanice. Pe de altă parte, în general, nu este economic de a utiliza *MEA* cu turaţii nominale reduse deoarece acestea au gabarit mai

mare și deci costul mai ridicat, iar sub aspect energetic randamentul și factorul de putere au valori mai reduse.

Alegerea tipului de cuplaj dintre *MEA* și *ML* impune stabilirea soluției optime comparînd diverse variante pe baza unor indicatori, cum ar fi: costul investiției, gabaritului instalației, cheltuielilor de exploatare și întreținere, parametrii energetici [2.3].

Problema modificării economice a turației la motorul de c.c. prin varierea tensiunii de alimentare este rezolvată și în cadrul soluției clasice cu grup Ward-Leonard sau grup generator-motor [2.2, 2.8, 2.9]. Avantajele tehnico-economice ale utilizării grupului Ward-Leonard se referă la posibilitatea realizării unui domeniu mare de modificare a turației *MEA*, în condițiile în care nu este necesar reostatul de reglare din circuitul rotoric al *MEA*. De asemenea este posibilă frînarea cu recuperare de energie. Aceste avantaje compensează dezavantajele grupului Ward-Leonard privind valoarea ridicată a investiției datorită structurii cu trei mașini electrice a grupului.

Schemele de acționări electrice cu *MEA* de c.c. și mutatoare alimentate de la rețeaua de c.a. sînt funcțional analoage cu grupul generator-motor la care generatorul rotativ de c.c. s-a înlocuit cu o sursă statică de c.c. Aceste scheme de acționări electrice reglabile permit funcționarea reversibilă și frînarea cu recuperare de energie.

2.2.1. ACȚIONĂRI ELECTRICE CU MAȘINI DE CURENT CONTINUU ȘI MUTATOARE ALIMENTATE DE LA REȚEAUA DE CURENT ALTERNATIV

2.2.1.1. INSTALAȚIA MONOFAZATĂ CU REDRESAREA UNEI ALTERNANȚE

Explicarea funcționării schemei figura 2.14, *a* se face cunoscînd formele de undă ale tensiunilor și curentului considerate pentru montajul fără dioda D, figura 2.14, *b*. În *intervalul* de valori ale lui ωt cuprins între 0 și α, tiristorul T este blocat, curentul $i=0$ și cuplul motor este nul, viteza $\Omega(t)$ și t.e.m. $u_e=k\Phi\,\Omega$ scad. Tensiunea la bornele rotorului motorului $u_M=u_e$.

În momentul $\omega t=\alpha$, tiristorul T primește comanda de deschidere. Tensiunea sursei $u>u_e$ și deci începe să treacă curentul i prin tiristor și indusul motorului. Tensiunea la bornele motorului

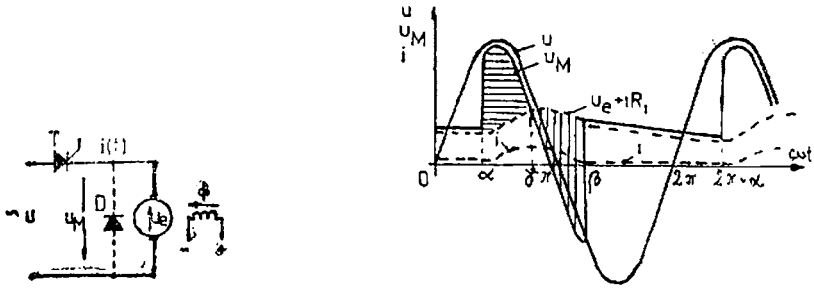


Fig. 2.14, *a*, *b*. Instalație monofazată cu redresarea unei alternanțe:
a — schema electrică; b — oscilograma tensiunii și curentului.

devine egală cu tensiunea rețelei $u_M=u$. În intervalul $\omega t \geqslant \alpha$ curentul i nu poate crește brusc datorită inductivității L_i a indusului motorului. În momentul $\omega t=\gamma$ curentul $i=i_{max}$, iar apoi scade pentru ca la $\omega t=\beta$, curentul $i=0$ și intervalul de conducție al tiristorului se termină *Din punct de vedere fizic, în intervalul* $\alpha \div \gamma$ *curentul crește și* $di/dt>0$, *în cîmpul magnetic al înfășurării rotorice se acumulează energie, care provine de la sursa de tensiune u.*

Ecuația puterilor este

$$u \cdot i = L_i \cdot i \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot R_i + u_e i, \qquad (2.67)$$

în care $L_i \cdot i \cdot \frac{di}{dt} = \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2} L_i \cdot i^2\right) \geqslant 0$, iar R_i este rezistența indusului.

În continuare, din momentul γ *și pînă la* π, *curentul* $i(t)$ *scade,* $di/dt<0$, *ceea ce înseamnă că energia localizată în cîmpul magnetic al înfășurării este cedată înapoi în circuit. Totodată de la rețeaua de tensiune u continuă să se cedeze energie circuitului, deoarece atît u cît și i sînt de același sens.*

Din momentul π *și pînă la anularea curentului* $i(t)$, *tensiunea sursei este negativă, iar curentul continuă să fie pozitiv dar* $di/dt<0$, *ceea ce înseamnă că puterea* $u \cdot i$ *și-a schimbat semnul, fiind introdusă în rețeaua de tensiune u. Rezultă că în acest interval rețeaua și motorul primesc energie din cîmpul magnetic al înfășurării rotorice.*

Prelungirea conducției tiristorului peste momentul schimbării de sens a diferenței dintre tensiunea rețelei u și t.e.m. u_e indusă prin rotație în înfășurarea rotorică, $(u-u_e<0)$ este posibilă datorită

energiei înmagazinate temporar în cîmpul magnetic al înfășurării rotorice.

Precizarea momentelor $\omega t=\gamma$ și $\omega t=\beta$ rezultă prin integrarea ecuației tensiunilor

$$\int_{\alpha}^{\gamma}[u-(u_e+iR_t)]\ \mathrm{d}\ (\omega t)=\omega\int_{\alpha}^{\gamma}L_i\mathrm{d}i=L_i\cdot i_{max}\cdot\omega,$$

și (2.68)

$$\int_{\gamma}^{\beta}[u-(u_e+i\ R_t)]\mathrm{d}\ (\omega t)=\omega\int_{\gamma}^{\beta}L_i\mathrm{d}i=-L_i\cdot i_{max}\cdot\omega,$$

în care $i\ (\gamma)=i_{max},\ i\ (\alpha)=i\ (\beta)=0.$

În figura 2.14, *b egalitatea celor două suprafețe hașurate* se justifică prin aceea că sînt proporționale cu valoarea maximă i_{max} atinsă de curentul rotoric în momentul $\omega t=\gamma$.

În intervalul $\alpha\div\beta$, $i\neq 0$ și deci mașina de acționare dezvoltă cuplu motor M. Se produce accelerarea acționării, acumulîndu-se energie cinetică în corpurile în mișcare din sistemul de acționare electrică. Această energie este necesară întreținerii mișcării în perioadele cînd $M<M_r$.

În *intervalul* $\beta\div 2\pi$, tiristorul T este blocat, $i=0$, $M=0$, $\Omega\ (t)$ și $u_e\ (t)$ scad, tensiunea la bornele rotorului motorului $u_M=u_e$.

Pentru prelungirea duratei de circulație a curentului $i\ (t)$, deplasînd momentul $\omega t=\beta$ spre π, este necesar ca în intervalul de $\pi\div\beta$ să fie oprită reîntoarcerea energiei la rețeaua de tensiune u, urmînd ca și această cantitate de energie să fie consumată la nivelul MEA. În acest scop se introduce în montaj *dioda de nul* D denumită și *diodă de circulație liberă*, sau *diodă de descărcare*, figura 2.14, *a*. Atît timp cît tensiunea u este pozitivă și tiristorul T conduce, dioda D nu conduce, deoarece polaritatea tensiunii de la bornele sale se opune sensului normal de conducție. După momentul $\omega t=\pi$, în cealaltă alternanță a tensiunii rețelei, dioda poate să conducă, preia curentul i care se închide prin tiristorul T. Se creează o buclă de curent prin indusul motorului și dioda D. În oscilograma din figura 2.14,*b* pentru montajul cu dioda D se introduce o modificare deoarece $u_M=0$ în intervalul $\pi\div\beta$.

Instalațiile monofazate cu redresarea unei alternanțe se utilizează la acționările de mică putere. Funcționarea lor se caracterizează prin *regimul de curent întrerupt*. Se face observația că la pornirea instalației unghiul de deschidere α se modifică începînd cu valoarea π, cînd tensiunea redresată este nulă.

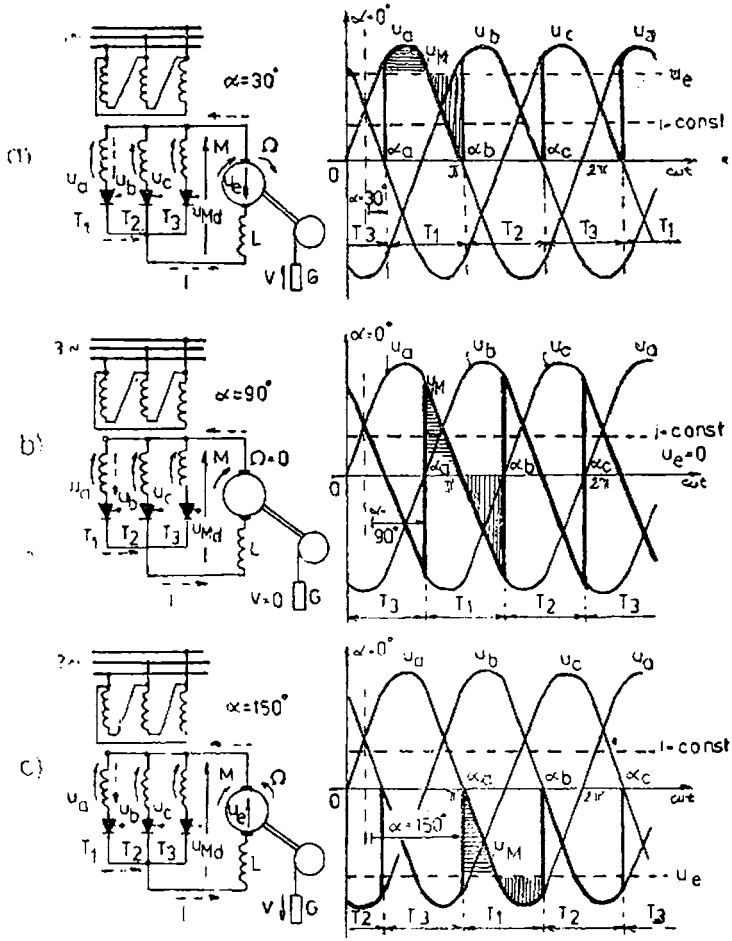


Fig. 2.15, *a*, *b*, *c*. Instalație trifazată cu redresarea unei alternanțe pentru trei valori ale unghiului de deschidere al tiristoarelor: a) $\alpha=30°$; b) $\alpha=90°$; c) $\alpha=150°$.

2.2.1.2. INSTALAȚIE TRIFAZATĂ CU REDRESAREA UNEI ALTERNANȚE

Schema din figura 2.15 conține un transformator în conexiune Δ/Y_0 care alimentează mutatorul format din trei tiristoare T_1, T_2, T_3 legate în stea. Înfășurarea rotorică a *MEA* cu excitație separată constantă se conectează între nulul stelei tiristoarelor și nulul

secundarului transformatorului. În serie cu înfășurarea rotorică se leagă o bobină L corespunzător dimensionată, pentru a mări inductivitatea totală a circuitului, ceea ce permite menținerea unei valori $i(l) \simeq$ const. *MEA* se consideră că este încadrată într-un aparat de ridicat [2.29].

Unghiul $\alpha=0$ al unui tiristor se consideră în punctul de comutație naturală, cînd tensiunea de fază respectivă devine mai mare decît cele ale celorlalte două faze. În figura 2.15 este indicat momentul $\alpha=0$ pentru tiristorul T_1 cînd valoarea instantanee a tensiunii u_a devine mai mare decît u_b și u_c. *Se analizează funcționarea în regim de curent neîntrerupt pentru diferite valori ale unghiului* α. S-a considerat, în reprezentarea grafică, că $\Omega(l)=$const. și rezistența interioară a motorului $R_i=0$. Momentele α_a, α_b, și α_c indică deschiderea tiristoarelor T_1, T_2, T_3 care conduc pe intervale $\omega t=2\pi/3$. Tensiunile secundare de fază u_a, u_b, u_c formează un sistem trifazat simetric echilibrat.

Dacă $\alpha=30°$, figura 2.15, *a*, conduce tiristorul T_1, tensiunea la bornele mașinii electrice $u_M=u_a$, apoi conduce T_2 se obține $u_M=u_b$, iar cînd conduce T_3, $u_M=u_c$. Tensiunea medie la bornele mașinii se calculează cu relația

$$u_{Md}=\frac{1}{\frac{2\pi}{3}}\int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\frac{\pi}{6}+\alpha} u_{max}\cdot\sin\omega t\ \mathrm{d}(\omega l)=\frac{3u_{max}}{2\pi}\left[\cos\left(\frac{\pi}{6}+\alpha\right)-\right.$$

$$\left.-\cos\left(\frac{5\pi}{6}+\alpha\right)\right]=\frac{3\sqrt{3}u_{max}}{2\pi}\cos\alpha. \qquad (2.69)$$

Variația tensiunii medii u_{Md} în funcție de unghiul de întîrziere la deschidere α, se face proportional cu $\cos\alpha$.

Pentru intervalul $0\div\pi/2$, $u_{Md}>0$, *MEA* este în regim de motor, are loc ridicarea sarcinii G cu viteza v, iar mutatorul cu tiristoare în regim de redresor.

Dacă $\alpha=90°$, figura 2.15, *b*, $u_{Md}=0$, $\Omega=0$, $u_c=0$, greutatea G stă pe loc, $v=0$. Curentul rotoric $i=$const. permite ca *MEA* să dezvolte cuplu motor care egalează cuplul rezistent al sarcinii. *Condiția ariilor egale, justificată energetic* la §2.2.1.1, pe intervalul de timp cît conduce un tiristor este evidențiată prin hașuri corespunzătoare în figura 2.15.

Dacă $\alpha=150°$, figura 2.15, *c*, valoarea medie a tensiunii la bornele mașinii este negativă, deoarece pentru α cuprins între $\pi/2\div\pi$, $u_{Md}<0$ S-a schimbat sensul de mișcare în comparație cu cazul $\alpha=30°$. Se produce coborîrea sarcinii G cu viteza v. *MEA* permite frînarea cu recuperare de energie în rețeaua de c.a. mutatorul fiind în regim de invertor. Sensul de circulație a curentului

i=const. se păstrează de la regimul de motor, însă cuplul dezvoltat este un cuplu de frînare pentru sistemul de acţionare electrică.

Ecuaţia caracteristicilor mecanice, pentru curent neîntrerupt şi $R_i \neq 0$, este

$$\Omega = \frac{3\sqrt{3}u_{max}}{2\pi k\Phi} \cos \alpha - \frac{M \cdot R_i}{(k\Phi)^2}. \qquad (2.70)$$

La sistemele de acţionări electrice cu mecanism de translaţie, regimul de invertor-generator este posibil numai prin schimbarea, faţă de regimul de redresor-motor, a legăturilor pe partea înfăşurării de excitaţie, sau pe cea a înfăşurării rotorice cu ajutorul unui contactor.

2.2.1.3. SCHEME DE ACŢIONĂRI ELECTRICE ÎN MONTAJE CU MUTATOARE BIDIRECŢIONALE CARE PERMIT FUNCŢIONAREA ÎN PATRU CADRANE

A. O maşină electrică de c.c. cu excitaţie separată poate funcţiona în regim de motor în ambele sensuri de rotaţie fără a utiliza contactoare prin alimentarea indusului maşinii de la două mutatoare cu tiristoare conectate în opoziţie, figura 2.16 *a*, excitaţia fiind alimentată de la o sursă de c.c. sau alimentînd indusul de la un mutator unidirecţional şi excitaţia de la două mutatoare bidirecţionale, figura 2.16, *b* [2.29].

Pentru instalaţiile reversibile pe indus din primul caz amintit, figura 2.16, *a*, mutatoarele u_1 şi u_2 pot fi alimentate de la aceeaşi înfăşurare secundară a transformatorului de alimentare, figura 2.17*a*,

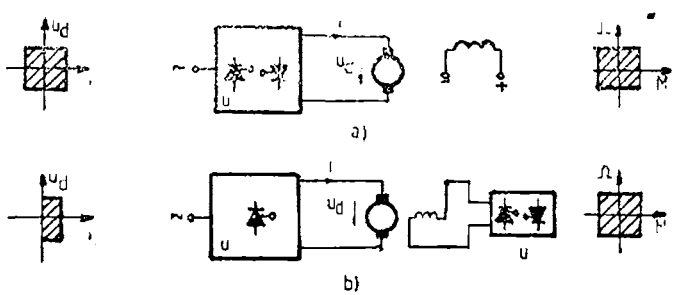


Fig. 2.16, *a*, *b*. Explicativă pentru funcţionarea în patru cadrane :

a — soluţia de alimentare a indusului prin două mutatoare în opoziţie; b — soluţia de alimentare a excitaţiei prin două mutatoare în opoziţie.

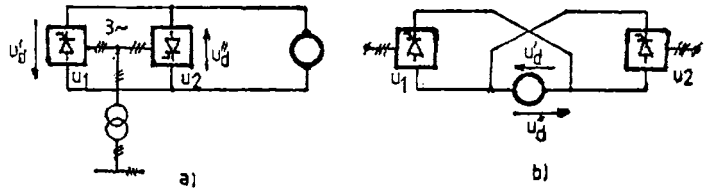


Fig. 2.17, *a*, *b*. Scheme reversibile :
a — schema în antiparalel; b — schema în cruce.

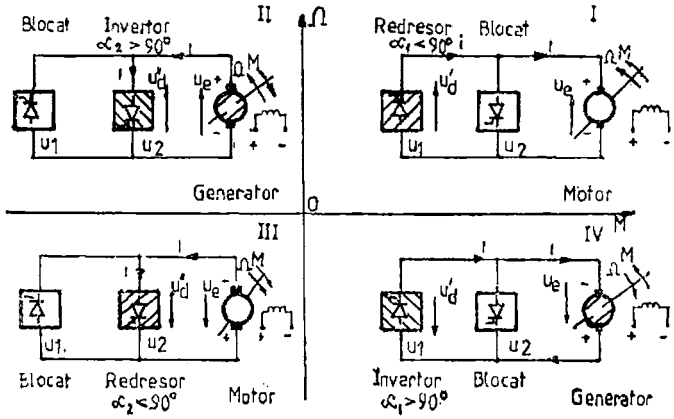


Fig. 2.18. Scheme pentru funcționare în patru cadrane fără curenți de circulație.

și atunci schema este denumită în *antiparalel* sau se pot folosi pentru alimentare înfășurări secundare separate, figura 2.17, *b*, și atunci schema este cunoscută ca *schemă în cruce.*

Mutatoarele u_1 și u_2 sînt complet comandate pentru a se putea asigura și funcționarea în regim cu recuperare de energie. Dacă unghiurile de comandă α_1 și α_2 ale celor două mutatoare sînt independente între ele, mutatoarele alimentează motorul de c.c. cîte unul pentru fiecare sens de rotație conducția lor alternînd, cînd u_1 este în conducție, u_2 este blocat și între cele două mutatoare nu are loc o circulație de curent. Funcționarea acestor scheme *fără curenți de circulație* în cele patru cadrane este prezentată în figura 2.18. Pentru regimul de motor, mutatorul u_1 este comandat în regim de redresor ($\alpha_1<90°$), iar u_2 este blocat. Curentul prin motorul electric este forțat de tensiunea $u'_d-u_e>0$, cuplul dezvoltat fiind de motor (cadranul I). Pentru frînare mutatorul u_1 este blocat, iar u_2 este comandat în regim de invertor ($\alpha_2<90°$) în așa fel încît $|u''_d|-u_e<0$.

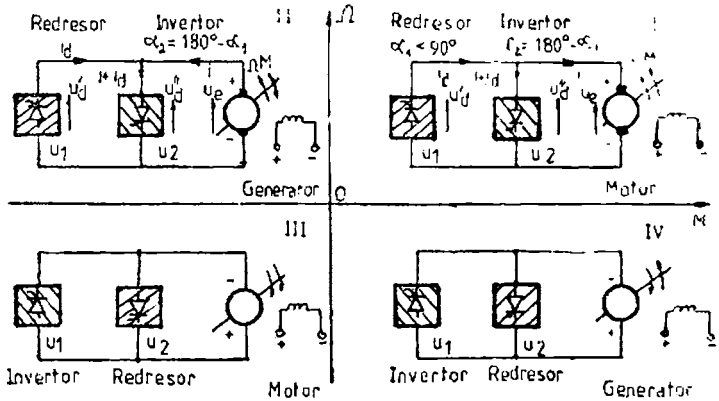


Fig. 2.19. Scheme pentru funcţionare în patru cadrane cu curenţi de circulaţie.

Curentul prin motor este forţat de tensiunea $u''_\alpha - u_e < 0$, cuplul dezvoltat fiind de frînare (cadranul II). În mod analog se poate explica funcţionarea pentru celelalte două cadrane (III şi IV) — accelerarea si frînarea pentru sensul opus celui prezentat.

Pentru schemele bidirecţionale *cu curent de circulaţie*, figura 2.19, mutatoarele u_1 şi u_2 sînt în conducţie în acelaşi timp. Dacă, de exemplu, mutatorul u_1 este comandat în regim de redresor ($\alpha_1 < 90°$), atunci mutatorul u_2 este comandat în regim de invertor ($\alpha_2 = \pi - \alpha_1$). Cu toate că tensiunile medii redresate sînt egale şi în opoziţie, datorită valorilor instantanee diferite ale tensiunilor fazelor, care conduc simultan, între cele două mutatoare circulă un curent de valoare redusă (curent de circulaţie limitat prin bobine şi prin reglare automată). Prin intermediul schemelor bidirecţionale cu curenţi de circulaţie se evită apariţia regimului de curent întrerupt, la mersul în gol, regim care prezintă dezavantaje în comportarea ansamblului mutator-*MEA* la sarcini mici [2.9, 2.11, 2.12, 2.29].

B. O schemă de acţionare reversibilă care permite funcţionarea *MEA* în patru cadrane este prezentată în figura 2.20, *a*. Sînt folosite două mutatoare formate din grupe de cîte trei tiristoare, conectate în sensuri opuse de conducere a curentului şi un transformator cu o singură înfăşurare secundară în stea-schemă antiparalel. După cum rezultă din succesiunea de conducţie a tiristoarelor, figura 2.20*b*, tensiunea de circulaţie este dată de tensiunea dintre fazele care conduc în acelaşi timp.

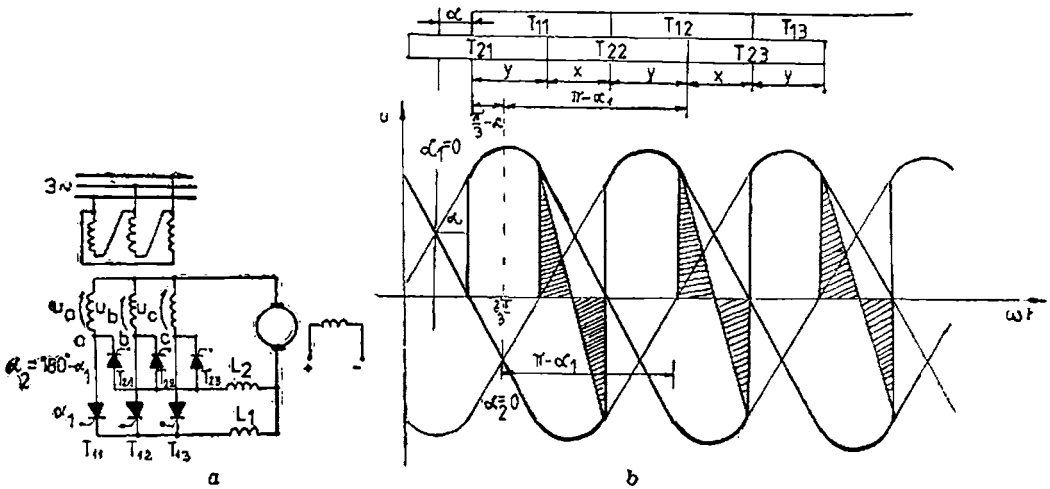


Fig. 2.20, *a*, *b*. Schemă de acționare reversibilă în antiparalel : a — schema de montaj; b — oscilograma tensiunilor.

Curentul de circulație trece între fazele R și S, S și T, T și R în intervalele notate cu x, iar în intervalele notate cu y curentul de circulație este nul, deoarece tensiunea de circulație este nulă.

C. Schemele trifazate cu punct median, cu toată simplitatea lor și a utilizării unui număr redus de tiristoare, prezintă dezavantajul că în fazele secundare există curenți având numai pulsuri pozitive, care au ca efect, prin componenta lor continuă, producerea de fluxuri constante în miezul magnetic al *MEA* și încarcă suplimentar înfășurarea secundară a transformatorului de alimentare. Acest dezavantaj se poate evita prin utilizarea schemelor cu mutatoare în punte, figura 2.21, *a*. Tiristoarele primesc impulsuri de deschidere la intervale de 60° în următoarea succesiune : 1, 6, 2, 4, 3, 5, 1. În conducție simultană se află totdeauna un tiristor din grupul stînga și unul din grupul dreapta, de pe o fază diferită. În figura 2.21, *a* conduc simultan, de exemplu, tiristoarele 1,5. Printr-o fază secundară, de exemplu *a*, curentul trece într-un sens cînd este deschis tiristorul 1 și în sens invers cînd conduce tiristorul 4. Acest curent este alternativ și nu are componentă continuă. Tensiunea u_M de la bornele *MEA* este egală cu tensiunea secundară între faze $u_{ab}=u_a-u_b$ pînă în momentul cînd se deschide tiristorul 6. Din acest moment, tensiunea $u_{ac}=u_a-u_c$ fiind mai mare, curentul își schimbă traseul, trecînd prin tiristoarele 1 și 6. Tensiunea $u_M=u_{ac}$. În continuare se deschide tiristorul 2, care preia curentul de la tiristorul 1 din aceeași grupă.

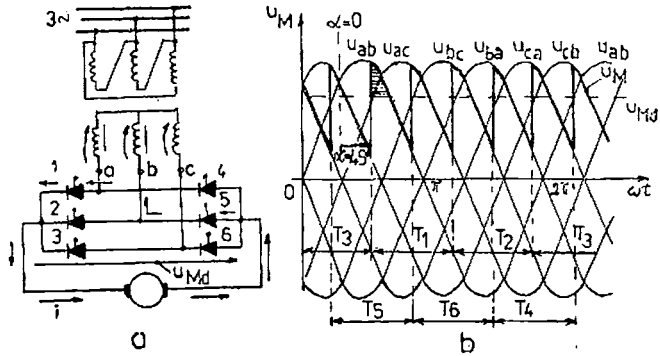
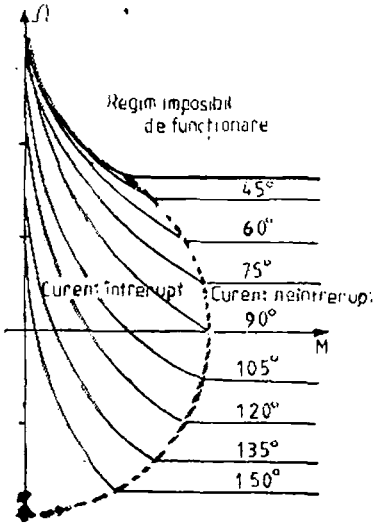


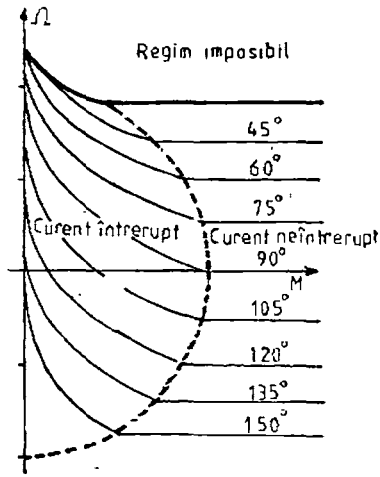
Fig. 2.21, *a, b*. Schemă de acționare reversibilă în punte : a — schema de montaj; b — oscilograma tensiunilor.

Tensiunea $u_M = u_{bc}$, curentul închizîndu-se prin tiristoarele 2 și 6 apoi 2 și 4. Pe graficul din figura 2.21, *b* se poate urmări succesiunea de funcționare a perechilor de tiristoare în intervalul 2π rad. el. Pentru tiristorul 1 s-a considerat că unghiul de întîrziere la deschidere $\alpha = 45°$. Cu T_1, T_2, T_3, T_4, T_5, T_6 s-au notat duratele de conducție ale tiristoarelor. Instalația descrisă mai sus poate funcționa și în regim de invertor pentru $\alpha > 90°$, păstrînd același sensul curentului prin mutator.

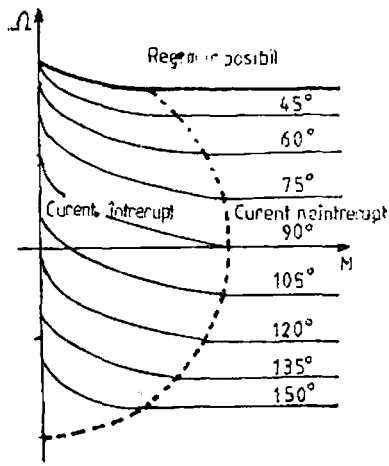
Caracteristicile mecanice ale *MEA*, cu excitație separată, alimentată de la mutatoare cu tiristoare complet comandate, au expresii diferite, după cum ansamblul mutator-*MEA* funcționează în regim de curent întrerupt sau neîntrerupt. În figura 2.22 sînt prezentate caracteristicile mecanice limită pentru *MEA* cu excitație separată alimentată de la mutatoare monofazate, figura 2.22, *a*. de la mutatoare trifazate cu punct median, figura 2.22, *b* și de la mutatoare trifazate în punte, figura 2.22, *c*. Din examinarea acestor caracteristici se observă că *panta este mult variabilă pentru regimul de curent întrerupt*, ceea ce conduce la o comportare neliniară în regim dinamic a instalației de reglare automată. Acest lucru este mai accentuat la mutatoarele monofazate și într-o oarecare măsură și la cele trifazate cu punct median. De asemenea, se constată că la unghiuri de comandă cuprinse în intervalul (90°—150°) mutatorul funcționează în regim de invertor la curenți de sarcină mari și în regim de redresor, deși $\alpha > 90°$, pentru curenți de sarcină suficient de mici, deoarece funcționarea ansamblului se află în zona regimului de curent întrerupt.



a



b



c

Fig. 2.22, *a*, *b*, *c*. Explicativă pentru caracteristicile mecanice ale *MEA* de c.c. cu excitație separată alimentate de la mutatoare :
a — monofazate; b — trifazate cu punct median; c — trifazate în punte.

2.2.2. ACȚIONĂRI ELECTRICE CU MAȘINI DE CURENT CONTINUU ALIMENTATE PRIN VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

Variatoarele de tensiune continuă, denumite și choppere, realizează transformarea unei tensiuni continue $u_N(t)=\text{const.}$, într-o tensiune a cărei valoare medie , u_{med}, se poate schimba în mod continuu între 0 și u_N. Variatorul de tensiune, *VTC*, este intercalat între sursa de energie electrică și mașina electrică de c.c. Alimentarea mașinii electrice de c.c. se face prin impulsuri periodice de tensiune cu înălțimea u_N și de perioadă t_c date, figura 2.23. Valoarea medie a tensiunii la bornele indusului pe perioada t_c, indiferent dacă funcționarea variatorului de tensiune este prin modulația lățimii impulsurilor (t_1) sau prin modulația în frecvență este:

$$u_{med}=\frac{1}{t_c}\int_0^{t_c}u_N\mathrm{d}t=\frac{1}{t_c}\left(\int_0^{t_1}u_N\mathrm{d}t+\int_{t_1}^{t_c}u_N\mathrm{d}t\right)=\frac{t_1}{t_c}u_N. \qquad (2.71)$$

unde $a=\frac{t_1}{t_c}$ se numește durată relativă de conducție.

A. În figura 2.24 este prezentat un tip de *VTC* la care timpul de blocare este dependent de curentul de sarcină. După cum se observă din formele de undă indicate în figura 2.24, înainte de momentul t_1 tiristorul principal T_p este în conducție. Condensatorul C a fost încărcat anterior la tensiunea u_N cu polaritatea din figură. În momentul t_1 este deschis tiristorul secundar T_s, iar tensiunea condensatorului C se aplică tiristorului T_p ca și tensiune de blocare. Curentul de sarcină $i=i_m$ este comutat rapid de pe tiristorul T_p, pe circuitul serie format de C și tiristorul T_s, tiristorul T_p se blochează.

În momentul t_1 tensiunea aplicată *MEA*, u_{med}, va fi mai mare decît u_N cu tensiunea condensatorului. La momentul t_2 tensiunea pe condensator și pe tiristorul T_p trece prin zero. Pe măsură ce condensatorul se reîncarcă la polaritate inversă, tensiunea u_{med} scade, iar în momentul t_3, în care tensiunea pe condensator devine egală cu tensiunea sursei u_N, tensiunea aplicată *MEA* devine zero. Polaritatea tensiunii u_{med} nu se schimbă, deoarece indusul *MEA* este șuntat de dioda de descărcare D_2, prin care t.e.m. u_r forțează curentul $i_m=i_{D2}$ pe intervalul de pauză t_3-t_4. În

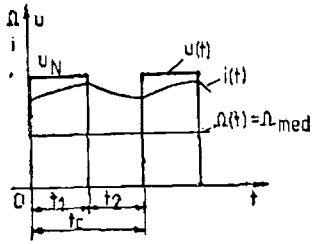
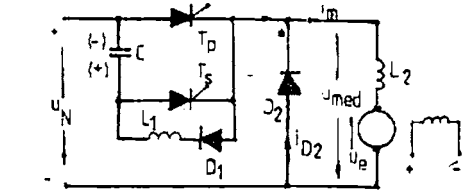
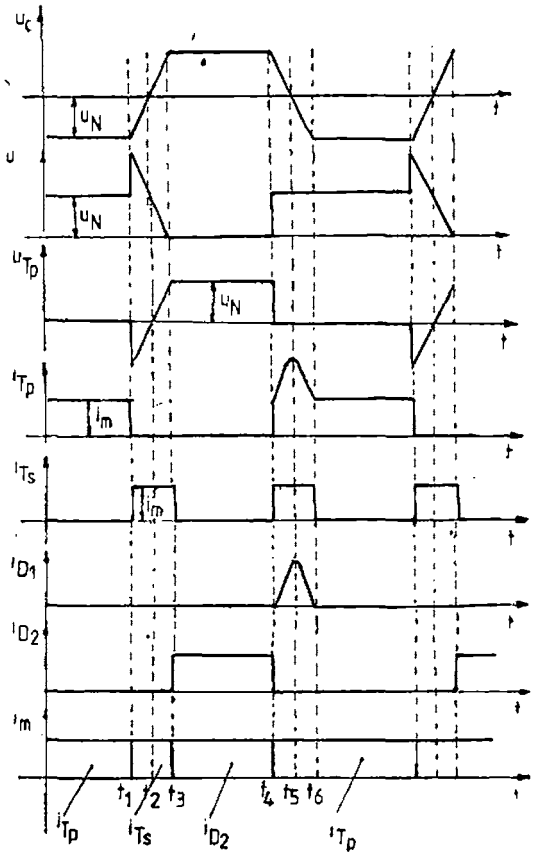


Fig. 2.23. Explicativă pentru funcționarea variatorului.



a)



b)

Fig. 2.24, *a*, *b*. Variator de tensiune continuă cu blocare dependentă de curentul de sarcină :
a — schema electrică; b — oscilograma tensiunilor și curenților.

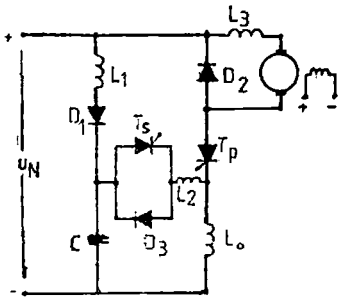


Fig. 2.25. Variator de tensiune continuă cu blocare independentă de curentul de sarcină.

acest moment, procesul de comutație forțată este terminat. La momentul t_4 se deschide din nou tiristorul T_p și curentul de sarcină este comutat de pe dioda D_2 pe tiristorul T_p, deoarece acesta are o tensiune anodică mai mare. Prin tiristorul T_p va trece, pe lîngă curentul constant de sarcină i_m, și curentul de descărcare de formă sinusoidală a condensatorului C, curent care se închide prin dioda D_1 și bobina L_1. Condensatorul C se încarcă astfel la tensiunea u_N cu polaritate inversă pe perioada procesului tranzitoriu dintre momentele t_4 și t_6, fiind pregătit astfel pentru un nou proces de comutare [2.11].

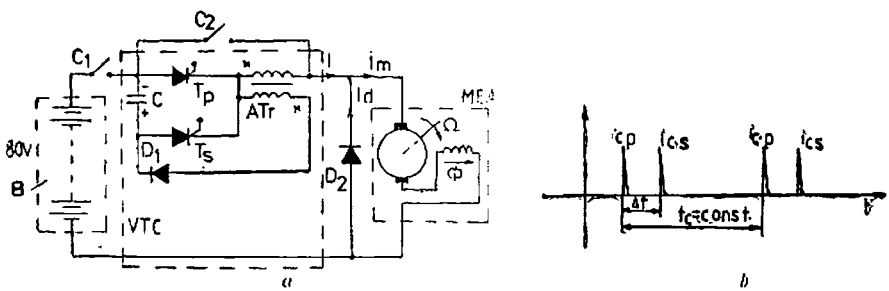
Intervalul de timp dintre momentele t_2 și t_1 este numit timp de blocare :

$$t_b = t_2 - t_1 = \frac{u_N \cdot C}{i_m} . \tag{2.72}$$

Acest timp trebuie să fie mai mare decît timpul de revenire al tiristorului. Dependența timpului de blocare de curentul de sarcină constituie dezavantajul acestui tip de variator de tensiune. Pentru întregul proces de comutare este necesar un timp

$$t_k = t_3 - t_1 = 2\,\frac{u_N \cdot C}{i_m} . \tag{2.73}$$

O schemă de *VTC* cu timp de blocare independent de curentul de sarcină este prezentată în figura 2.25 [2.29].



a b

Fig. 2.26, *a*, *b*. Variator de tensiune continuă cu autotransformator : a — schema electrică; b — succesiunea impulsurilor de comandă.

B. Schema din figura 2.26, *a* conține un *VTC* de putere tip Jones cu autotransformator AT_r [2.25]. Este utilizată în sistemul de acționare al electrocarelor și electrostivuitoarelor la puteri de 3—5 kW.

Funcționarea variatorului de tensiune se caracterizează printr-o frecvență de repetiție constantă a impulsurilor de comandă i_{cp} ale tiristorului principal, reglîndu-se cu ajutorul dispozitivului electronic, de comandă, în funcție de cerințele acționării, momentul trimiterii impulsului de comandă i_{cs} la tiristorul de stingere, figura 2.26, *b*. Pentru acest tip de *VTC*, frecvența de repetiție a impulsurilor $f_c=1/t_c=$ $=150-250$ Hz. În vederea acoperirii timpilor de comutare și schimbare a sarcinii pe condensatorul *C*, în funcționarea *VTC* este necesar ca $0{,}1<\Delta t/t_c<0{,}9$. Datorită caracterului inductiv al circuitului motorului, curentul $i_m(t)=i(t)+i_d(t)$ este ușor pulsatoriu, iar valoarea sa medie crește odată cu mărirea raportului $\Delta t/t_c$. Prin apăsare pe pedala utilajului, în momentul inițial, se comandă alimentarea bobinei contactorului C_1, conectîndu-se circuitul motorului la bateria de acumulatoare *B*. În continuare, prin apăsarea pe pedală se modifică valoarea rezistenței electrice a unui rezistor de tip cu cursor, ceea ce determină prin echipamentul electronic de comandă al tiristoarelor o modificare a raportului $\Delta t'/t_c$ în limitele indicate, ceea ce asigură pornirea lină a utilajului. Funcționarea motorului la tensiunea nominală de 80 V se realizează după scurtcircuitarea *VTC* la capătul cursei pedalei, cînd se comandă alimentarea bobinei contactorului C_2. În scopul eliminării unor șocuri care ar putea interveni la pornirea utilajului datorită unei intervenții rapide asupra pedalei de accelerație a acestuia, dispozitivul electronic de comandă conține un element integrator. Totodată, se pot introduce protecții la curentul maxim prin motor, la supratemperatura admisibilă a tiristoarelor și la tensiunea scăzută a bateriei de acumulatoare. *Variatorul de tensiune cu autotransformator pornește indiferent care din cele două tiristoare T_p sau T_s se comandă primul.* Dacă tiristorul T_p este în conducție, motorul este conectat la sursa de energie electrică, bateria de acumulatoare *B* prin T_p, AT_r și motor. Totodată, în secundarul AT_r se induce o t.e.m. de impuls, în perioada inițială, cînd curentul $i(t)$ crește de la zero la valoarea stabilizată. Se realizează prin dioda D_1 încărcarea cu o anumită polaritate a condensatorului *C*. Anodul tiristorului T_p se negativează iar anodul tiristorului T_s ajunge la un potențial pozitiv. Se comandă deschiderea tiristorului T_s și blocarea lui T_p. Începe, din punct de vedere energetic, a doua etapă semnificativă pentru funcționarea *VTC*. Motorul este deconectat de la sursa de energie electrică. Tiristorul T_s fiind conductor, condensatorul *C* se descarcă prin AT_r și

motor. Intervine un moment cînd tensiunea la bornele condensatorului este nulă, după care condensatorul se reîncarcă de la bateria B cu polaritate opusă față de etapa precedentă. Energia magnetică din circuitul motorului corespunzătoare inductivității totale a acestuia asigură în continuare o circulație de curent prin motor în regim de curent neîntrerupt, folosindu-se calea de curent creată prin prezența diodei D_2. Polaritatea condensatorului C reîncărcat este favorabilă blocării tiristorului T_s. Prin deschiderea tiristorului T_p, funcționarea periodică a VTC se repetă. În concluzie, pornirea și modificarea vitezei motoarelor de c.c. în montaje cu variatoare de tensiune continuă, folosite în practica unor sisteme moderne de acționări electrice, se caracterizează printr-o utilizare mai rațională a energiei electrice față de montajele clasice cu reostate reglabile conectate în serie cu rotorul motoarelor. Totodată, schema cu VTC permite și recuperarea energiei în perioadele de frînare ale tiristoarelor de acționare.

În literatura de specialitate sînt prezentate diverse tipuri de VTC, caracterizate prin performanțe corelate cu necesitățile tehnologice concrete ale diverselor categorii de ML [2.9, 2.11, 2.12, 2.25, 2.29].

C. Pentru a se putea realiza frînarea prin recuperare de energie și în cazul alimentării MEA prin variatoarele de tensiune continuă s-au conceput schema de două și patru cadrane. În figura 2.27, *a* este prezentată o schemă cu care se realizează funcționarea MEA cu excitație separată în două cadrane [2.11, 2.15].

Variatoarele de tensiune continuă VTC_1 și VTC_2 sînt comandate simultan. Cînd acestea conduc, tensiunea aplicată motorului este egală cu u_N, cu polaritățile indicate în paranteză. La blocarea lui VTC_1 și VTC_2, curentul motorului se închide prin diodele D_1, D_2 și sursă, iar pe indusul motorului se aplică tensiunea u_N, cu polaritățile indicate fără paranteză. Valoarea medie a tensiunii aplicate motorului u_{med}, deci funcționarea în cadranele I și IV, depinde de durata relativă de conducție a variatoarelor VTC_1 și VTC_2

$$u_{med}=\frac{1}{t_c}\int_0^{t_1}u_N\mathrm{d}t-\frac{1}{t_c}\int_{t_1}^{t_c}u_N\mathrm{d}t=(2a-1)u_N. \qquad (2\text{-}74)$$

Prin urmare, dacă $\frac{1}{2}<a<1$, atunci $u_{med}>0$ și MEA funcționează în cadranul I în regim de motor. Dacă $0<a<\frac{1}{2}$, $u_{med}<0$, MEA funcționează în cadranul IV în regim de frînă prin recuperare.

Variatorul cu funcționare în patru cadrane, figura 2.27, *b*, se obține prin conectarea în antiparalel a două VTC cu funcționare în două cadrane. Variatoarele VTC_1 și VTC_3 sînt comandate simul-

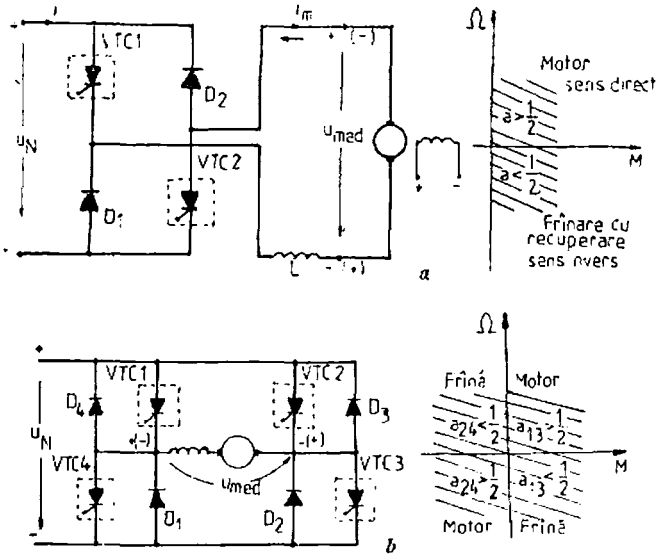


Fig. 2.27, *a*, *b*. Variator de tensiune continuă cu funcționare :
a — în două cadrane; b — în patru cadrane.

tan, iar VTC_2 și VTC_4, de asemenea, sînt comandate simultan. Tensiunea u_{med} este cu polaritate pozitivă dacă se comandă VTC_1 și VTC_3

$$\frac{1}{2} < a_{13} < 1 \text{ și deci } u_{med\,13} = (2a_{13} - 1)\ u_N. \qquad (2.75)$$

Curentul se închide prin VTC_1 și VTC_3, iar cînd acestea sînt blocate prin diodele D_1, D_3. Prin modificarea duratei relative de conducție la comanda simultană a lui VTC_1 și VTC_3, respectiv VTC_2 și VTC_4 se pot obține tensiuni și curenți de diferite sensuri respectiv turații și cupluri în toate cele patru cadrane.

2.2.3. ACȚIONĂRI ELECTRICE CU MAȘINI DE CURENT CONTINUU ALIMENTATE CU TREPTE DE TENSIUNE

Pentru pornirea și modificarea economică sub aspect energetic a turației motorului serie de c.c., care în mod uzual este utilizat în unele sisteme de tracțiune electrică urbană cu linie de contact,

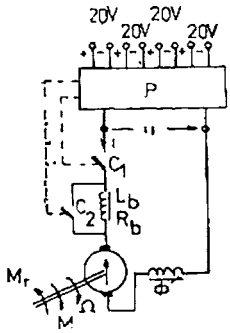


Fig. 2.28. Soluție de acționare electrică cu trepte de tensiune de la bateria de acumulatoare.

cît și la electrocare, electrostivuitoare, adică sisteme de transport cu surse autonome de energie electrică de tipul bateriei de acumulatoare, se pot realiza trepte ale tensiunii de alimentare sub valoarea nominală.

A. Cu ajutorul unui echipament electromecanic programator (P), avînd dimensiuni reduse și acționat de la pedala utilajului (electrocar), pentru diversele poziții ale acestuia se leagă cele patru grupe de elemente a 20 V ale bateriei de acumulatoare în conexiunile paralel, serie-paralel și serie, obținîndu-se trepte ale tensiunii cu care se alimentează motorul de acționare. Tot prin echipamentul P se asigură un anumit program de alimentare cu tensiune a bobinelor contactoarelor c_1, c_2, figura 2.28. Reține atenția că în perioada trecerii de la o treaptă a tensiunii de alimentare la următoarea, circuitul indusului motorului este deconectat, deoarece contactul c_1 este deschis. Pe de altă parte, pentru a asigura în regimurile electromecanice tranzitorii valori limitate ale șocurilor s-a introdus o bobină R_b—L_b, corespunzător dimensionată în serie cu circuitul motorului, care în regimurile electromecanice staționare ale motorului, se manifestă prin rezistența ei R_b relativ redusă, iar în regimurile tranzitorii intervine în mod suplimentar prin inductivitatea ei L_b.

Programul de alimentare cu tensiune a bobinelor celor două contactoare c_1, c_2 este coordonat cu succesiunea de realizare a treptelor de tensiune prin echipamentul P.

Studiul regimurilor tranzitorii ale sistemului de acționare electrică în raport cu fiecare treaptă a tensiunii de alimentare u utilizează relații de forma (2.8, 2.25, 2.28]

$$u=Ri+L\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}+u_e \tag{2.76}$$

și

$$M=M_r+J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t}, \tag{2.77}$$

în care $u\,(t)$=const. este tensiunea de alimentare; $u_e=k\Phi\Omega$ — tensiunea electromotoare indusă prin rotație; L, R — inductivitatea, respectiv rezistența electrică totală a circuitului indusului; $M=k\Phi i$ — cuplul motor; M_r — cuplul rezistent considerat la arborele motorului electric de acționare; J — momentul axial

total de inerție considerat la arborele motorului electric de acționare ; $\frac{d\Omega}{dt}$ — derivata vitezei unghiulare de rotație Ω în raport cu timpul t.

Pentru ca să aibă loc pornirea utilajului este necesar ca $M > M_r$. Din relația (2.77) rezultă

$$F(t)\cdot(M-M_r)=J\frac{d\Omega}{dt}, \tag{2.78}$$

unde $F(t)$ este o funcție ajutătoare pentru care avem $F(t)=0$ dacă $M \leqslant M_r$ și $F(t)=1$ dacă $M>M_r$.

La motorul de curent continuu serie, *curba cuplului motor* este neliniară, legătura dintre fluxul magnetic și curentul i absorbit de motor ține seamă de curba de magnetizare. Din relația (2.78), prin integrare, avem

$$\Omega(t)=\frac{1}{J}\int_0^t F(t)\cdot(M-M_r)dt, \tag{2.79}$$

care introdusă în relația (2.76) ne dă

$$u=L(i)\frac{di}{dt}+iR+\frac{k\Phi(i)}{J}\int_0^t F(t)[k\Phi(i)i-M_r]dt, \tag{2.80}$$

în care funcțiile $L(i)$ și $\Phi(i)$ cu variație neliniară sînt cunoscute sub formă grafică, fiind determinate experimental [2.14, 2.23].

Pentru determinarea curbelor curentului $i(t)$ și apoi a vitezei unghiulare $\Omega(t)$, în regimul tranzitoriu al pornirii motorului de curent continuu serie, alimentat cu o treaptă de tensiune constantă u este necesară rezolvarea ecuației (2.80), a cărei structură impune aplicarea metodelor numerice sau a celor grafo-analitice [2.28].

B. În tracțiunea electrică cu linie de contact alimentată în c.c., la vagoanele motoare echipate de exemplu cu patru *MEA*, care sînt motoare serie de c.c., se pot obține trepte economice de turație sub turația nominală folosind conexiunea serie, serie-paralel și paralel a *MEA*. Se prezintă în continuare cazul unui vagon motor cu două *MEA*.

Randamentul pornirii pentru un motor conectat la tensiunea u_N, folosind reostatul reglabil de pornire R_x se face pe baza diagramei din figura 2.29, *a*. Dacă $i=$const., în regimul electromecanic tranzitoriu al pornirii, tensiunea electromotoare variază liniar cu timpul. Puterea electromagnetică $P_{elm}=u_e\cdot i$ variază, de asemenea, liniar, după dreapta OD. Energia electrică absorbită de motor în timpul pornirii W_1, de durată t_p, este proporțională cu suprafața

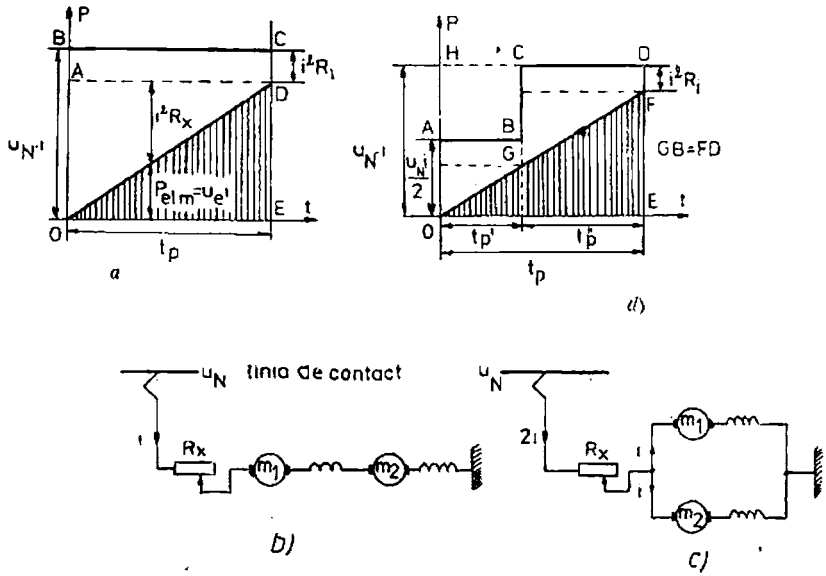


Fig. 2.29, *a, b, c, d.* Soluție de acționare electrică cu trepte de tensiune specifică tracțiunii cu linie de contact în c.c.:
a — diagrama puterilor la pornirea cu reostat; b și c — scheme electrice cu conexiunea serie, respectiv paralel a *MEA*; d — diagrama puterilor la pornirea unui motor cu trepte de tensiune.

graficului *OBCE*. Energia utilă W_2 este proporțională cu suprafața *ODE*. Energia pierdută în rezistența interioară R_i a motorului și în cea a reostatului de pornire R_x este proporțională cu suprafața *ABCD*, respectiv *OAD*. În ipoteza că pierderile de putere în motor i^2R_1 sînt aproximativ 10% din puterea absorbită $u_N i$, se obține randamentul pornirii

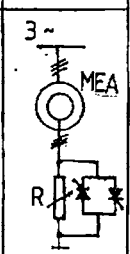
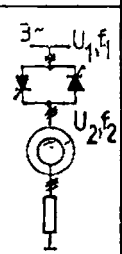
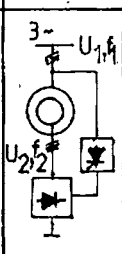
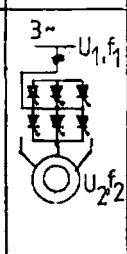
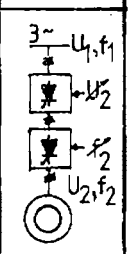
$$\eta_p = \frac{W_2}{W_1} = \frac{\frac{1}{2}(u_N i - i^2 R_i)\ t_p}{u_N i t_p} = 0{,}45. \qquad (2.81)$$

Sub aspect energetic, rezultă concluzia că, mai mult de jumătate din energia absorbită de la rețea, în timpul pornirii, apare sub formă de căldură în rezistența $R_i + R_x$.

La vagoanele motoare cu două *MEA*, m_1, m_2, se aplică pentru pornire legătura în serie apoi în paralel a motoarelor utilizînd un controler, figura 2.29, *b, c*. Rezistența adițională R_x se scoate din circuit pe măsură ce turația motoarelor crește. Calculul randamentului pornirii, pentru un motor, se face pe baza diagramei din figu-

Tabelul 8.1

Procedee de modificare a turației la mașina asincronă trifazată în montaj cu mutatoare

Tipul MEA / Metode de modificare	Modificarea alunecării s			Modificarea frecvenței tensiunii cu	
	Variația rezistenței rotorice	Variația tensiunii de alimentare	Conectare în cascadă	Mutator direct (ciclocon-vertor)	Mutator indirect cu circuit intermediar de c.c.
MEA cu rotor în colivie de putere mică	-	$\Omega=(0\div1)\Omega_1$	-	Realizabil Neeconomic	$\Omega=(0\div2)\Omega_1$
MEA cu rotor în colivie de putere medie și mare	-	Realizabil Neeconomic	-	$\Omega=(0-0{,}4)\Omega_1$	$\Omega=(0\div2)\Omega_1$
MEA cu inele de putere mică	$\Omega=(0\div1)\Omega_1$	$\Omega=(0\div1)\Omega_1$	Relizabil Neeconomic	Realizabil Neeconomic	$\Omega=(0\div2)\Omega_1$
MEA cu inele de putere medie și mare	$\Omega=(0\div1)\Omega_1$	$\Omega=(0\div1)\Omega_1$	$\Omega=(0{,}5\div1)\Omega_1$	Realizabil Neeconomic	$\Omega=(0\div2)\Omega_1$
Scheme electrice					
Mărimile care se modifică	R	$U_2 \leq U_1$ $f_2 = f_1$	U_2 f_2	$U_2 \leq U_1$ $f_2 < f_1$	$U_2 \lesseqgtr U_1$ $f_2 \lesseqgtr f_1$

ra 2.29, *d*. Randamentul se calculează cu raportul dintre suprafețele *OEF* și *OABCDE*. Durata totală a pornirii t_p are două componente t'_p și t''_p, corespunzătoare conectării celor două motoare în serie și în paralel. Randamentul pornirii, calculat în ipoteza că se menține constantă durata pornirii t_p și energia utilă W_2, este

$$\eta_p = \frac{\frac{1}{2}(u_N I - I^2 R_i)\, t_p}{\frac{u_N}{2} \cdot I \cdot t'_p + u_N I\,(t_p - t'_p)} . \qquad (2.82)$$

Dacă se admite că $i^2R_t=0{,}1\ u_N i$, pe baza relației (2.82) rezultă $\eta_{tp}=0.59$, valoare superioară celei obținute la metoda de pornire cu reostat reglabil, relația (2.81). Suprafața $ABCH$, figura 2.29, *d*, este proporțională cu *economia de energie* care se realizează la pornirea unui motor în noile condiții.

2.2.4. ACȚIONĂRI CU MAȘINI ASINCRONE TRIFAZATE ȘI MUTATOARE

O sinteză a procedeelor de modificare a turației la mașina asincronă trifazată rezultă din tabelul 2.1 [2.11].

2.2.4.1. MODIFICAREA TURAȚIEI MOTORULUI ASINCRON TRIFAZAT PRIN VARIEREA TENSIUNII DE ALIMENTARE

A. Valoarea efectivă a tensiunii statorice pe fază poate fi modificată sub valoarea nominală cu ajutorul unui mutator la care tiristoarele, cîte două, sînt montate pe fiecare fază în antiparalel, montaj antiductor, figura 2.30. Motorul asincron cu rotorul în colivie, alimentat prin intermediul mutatorului în montaj antiductor constituie o soluție economică pentru sisteme de acționări reglabile cu puteri relativ mici. Puterea de alunecare a motorului se disipă în rotor, ceea ce duce la o creștere a solicitării termice.

În figura 2.31 este prezentată schema unei acționări reglabile cu motor asincron cu rotorul în colivie, concepută pentru acționarea pompelor și ventilatoarelor de mică putere [2.10]. Mutatorul este construit cu triacuri, care sînt amplasate în legăturile în stea ale motorului, fapt ce conduce la o solicitare mai scăzută a acestora de către supratensiunile ce apar la pornire. Deschiderea triacurilor se face prin intermediul unui dispozitiv de comandă electronic, cu posibilitatea prescrierii vitezei de acționare.

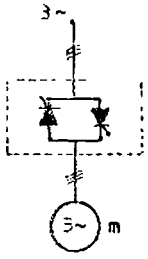


Fig. 2.30. Schema antiductor.

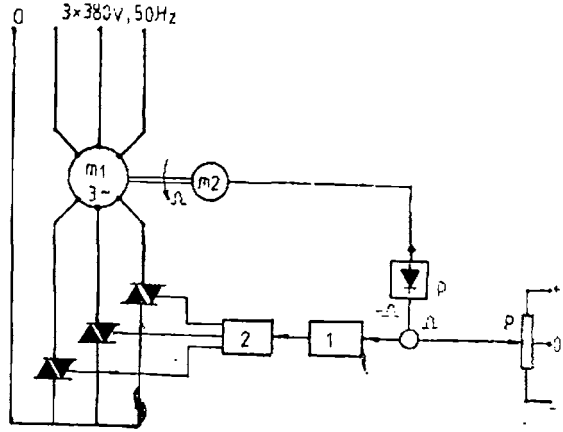


Fig. 2.31. Schema cu triacuri cu posibilitatea de prescriere a turației de acționare : m_1 — motor asincron; m_2 — generator tahometric; P — potențiometru; p — redresor; 1 — regulator de turație; 2 — bloc de comandă.

B. Cu ajutorul schemelor din figura 2.32 se poate, de asemenea, modifica viteza motorului asincron, care trebuie să fie cu rotorul bobinat pentru a putea limita curenții din rotor prin rezistențe exterioare R. În schemele analizate este caracteristică prezența ar-

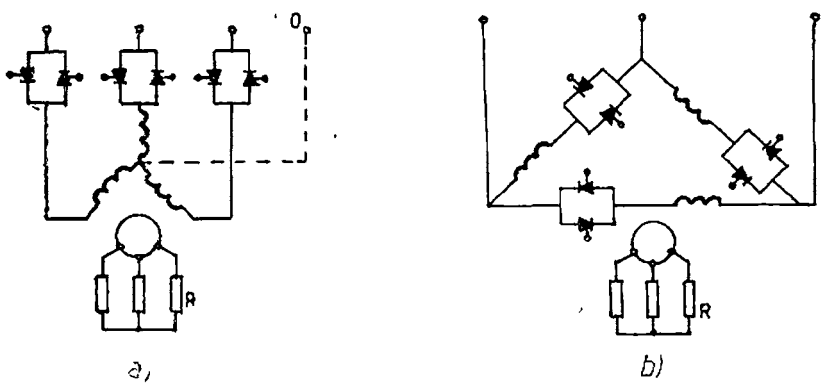


Fig. 2.32, *a*, *b*. Schemă pentru motoare asincrone cu rotor bobinat : a — conexiunea λ; b — conexiunea Δ.

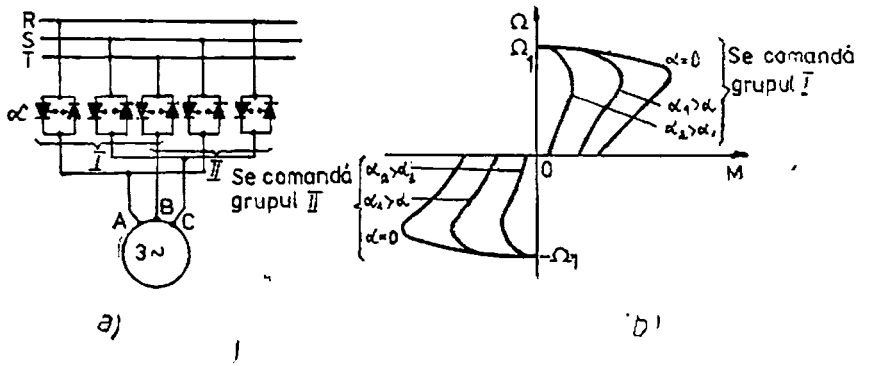


Fig. 2.33, *a, b*. Funcționarea ca motor asincron în ambele sensuri de rotație :
a — schema electrică; b — caracteristici mecanice.

monicelor de ordinele 3,5 și 7, ceea ce constituie un dezavantaj prin scăderea randamentului global al sistemului de acționare [2.29].

C. Pentru a se obține funcționarea bidirecțională a mașinii asincrone trifazate în regim de motor, adică funcționarea în ambele sensuri de rotație trebuie să existe posibilitatea schimbării succesiunii fazelor, figura 2.33 [2.25].

Pentru inversarea sensului de rotație, se comandă trecerea de grupul de tiristoare I la II.

În concluzie, se poate spune că modificarea vitezei unghiulare a motorului asincron folosind mutatoare în montaj antiduetor se caracterizează prin varierea tensiunii de alimentare sub valoarea nominală, caracteristicile artificiale păstrează alunecarea critică a motorului, domeniul de modificare al turației este relativ redus, valoarea minimă, corespunzînd alunecării critice.

D. Modificarea vitezei în montaje cu amplificatoare magnetice intervine în schemele de automatizare a acționărilor electrice nereversibile. *Schemele de acționări cu amplificatoare magnetice prezintă unele avantaje* : siguranță în exploatare, insensibilitate la vibrații, lipsa pieselor în mișcare, simplitatea circuitului de comandă, posibilitatea realizării de legături inverse după diferiți parametri, preț de cost redus. În atmosferă agresivă chimic și umedă sau cu pericol de explozie, acționările cu motoare asincrone cu rotorul în colivie și amplificatoare magnetice sînt cele mai recomandate. *Dezavantajele* acestor soluții sînt : regimul deformant introdus în rețeaua de curent alternativ prin amplificatorul magnetic, element neliniar, gabaritul și greutatea relativ mari, inerție electromagne-

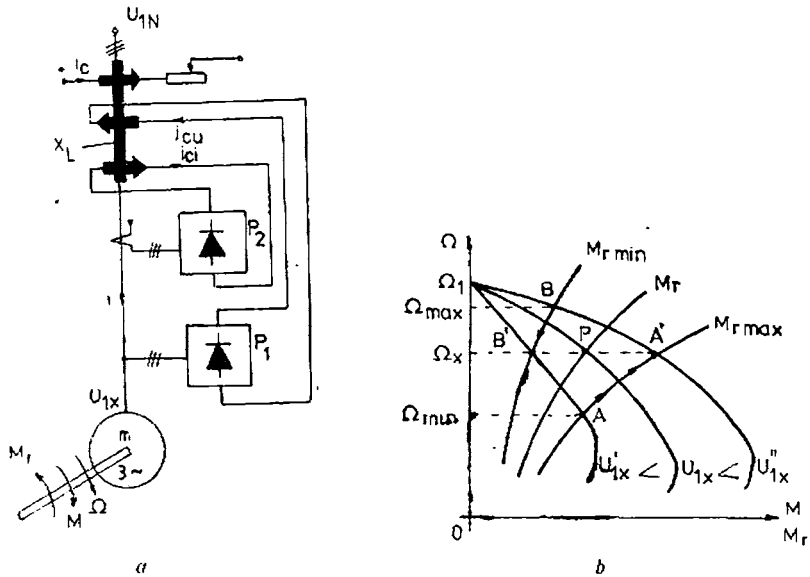


Fig. 2.34, *a*, *b*. Explicativă pentru reglarea turației la motorul asincron în montaj cu amplificator magnetic :
a — schema electrică; b — caracteristici mecanice.

tică relativ mare a sistemului de reglare automată, valoarea scăzută a factorului de putere și imposibilitatea recuperării energiei electrice în rețea dacă *MEA* frînează funcționînd în regim de generator.

Reglarea vitezei motorului asincron trifazat cu amplificator magnetic și legături inverse sau de reacție după tensiune și curent, figura 2.34. Menținerea vitezei de rotație la o valoare prestabilită, atunci cînd cuplul de sarcină M_r variază în anumite limite, se realizează cu ajutorul legăturilor inverse, caracteristice sistemelor de reglare automată. S-au notat cu i_c — curentul de premagnetizare ; i_{cu} și i_{ci} — curenții înfășurărilor de reacție proporționali cu tensiunea U_{1x}, respectiv curentului i, care se obțin prin intermediul punților redresoare trifazate P_1 și P_2. Dacă în raport cu un anumit regim stabilizat de funcționare al motorului asincron intervine variația cuplului rezistent M_r, se modifică în mod corespunzător curentul statoric i, tensiunea U_{1x} de la bornele motorului și în final viteza Ω. Punțile P_1 și P_2 alimentează cu curenții i_{cu} și i_{ci} cele două înfășurări de reacție ale căror solenații θ_{cu}, respectiv θ_{ci} au sensul indicat în figura 2.34, *a*. Solenația rezultantă de comandă a amplificatoru-

lui magnetic este $\theta = \theta_e + \theta_{ei} - \theta_{cu}$, iar intervenția acesteia asupra reactanței înfășurărilor de lucru X_L se face în mod simetric pe cele trei faze, variindu-se tensiunea U_{1x} astfel că punctul de funcționare al sistemului de acționare se readuce la viteza reglată $\Omega_x =$ $=$const. *Se analizează, de exemplu, funcționarea schemei dacă* M_r *crește la* $M_{r\,max}$. Crește curentul absorbit i și pierderea de tensiune pe reactanța X_L, iar la o tensiune a rețelei U_{1N}=const., scade tensiunea de la bornele motorului U_{1x} la U'_{1x}. Punctul de funcționare al acționării se stabilește în A la viteza Ω_{min}, figura 2.34, *b*. Deoarece solenația rezultantă de comandă θ crește cu o anumită valoare, scade X_L, iar U'_{1x} crește la U''_{1x}, punctul de funcționare se deplasează din A în A', corespunzător vitezei reglate Ω_x.

E. Modificarea turației motorului asincron trifazat prin schimbarea numărului perechilor de poli se realizează în mod convenabil la motoarele cu rotorul în colivie, care sub aspect electromagnetic se adaptează în mod automat la orice număr de perechi de poli ai înfășurării statorice. În fabricație de serie există motoare asincrone cu două viteze de sincronism, care asigură două trepte de *turații economice* în exploatare cu raportul 2 : 1. Relația care evidențiază modificarea vitezei unghiulare Ω, cu numărul perechilor de poli p este

$$\Omega = \Omega_1 (1 - s) = \frac{\omega_1}{p} (1 - s) = \frac{2\pi f_1}{p} (1 - s), \tag{2.83}$$

în care f_1 este frecvența tensiunii de alimentare ;
s — alunecarea ;
Ω_1 — viteza unghiulară de sincronism.

2.2.4.2. MODIFICAREA TURAȚIEI MOTORULUI ASINCRON TRIFAZAT PRIN VARIEREA FRECVENȚEI TENSIUNII DE ALIMENTARE

Modificarea vitezei prin schimbarea frecvenței tensiunii de alimentare reprezintă o metodă economică sub aspect energetic. Domeniul modificării vitezei este sub și peste viteza nominală. Considerînd ipoteze simplificatoare admise [2.2, 2.8; 2.9, 2.29], expresiile pentru alunecarea critică și cuplul critic sînt

$$s_c = \frac{k_1}{f_1} \tag{2.84}$$

și

$$M_c = k_2 \left(\frac{U_{1N}}{f_1} \right)^2. \tag{2.85}$$

La tensiune de alimentare U_{1N}=const., se prezintă *caracteristicile mecanice artificiale de frecvență*, figura 2.35, *a*, *b*. Cu creșterea frecvenței tensiunii de alimentare scade alunecarea critică, dar și mai pronunțat scade cuplul critic în regim de motor. Ca urmare, în procesul de modificare a vitezei se reduce coeficientul de suprasarcină al motorului $\lambda=M_k/M_N$. *Pentru a păstra constantă capacitatea de supraîncărcare mecanică a motorului este necesară modificarea simultană a frecvenței cît și a valorii tensiunii de alimentare, astfel ca raportul*

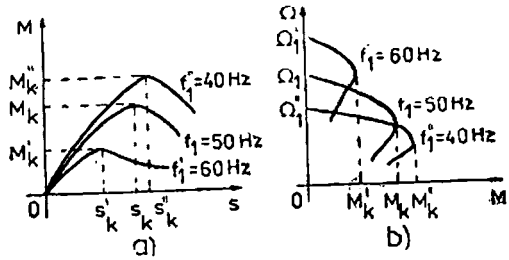


Fig. 2.35, *a*, *b*. Caracteristici mecanice artificiale ale motorului asincron : a — $M(s)$; b — $\Omega(M)$.

$$\frac{U_{1N}}{f_1}=\frac{U_{1x}}{f_{1x}}=\text{const.}\ (U_{1x}\leqslant U_{1N}). \qquad (2.86)$$

O analiză mai exactă a acestei probleme scoate în evidență necesitatea menținerii constante a fluxului magnetic Φ *în întrefierul motorului pentru* λ=*const.* Din relația

$$\Phi=\frac{U_{e1}\sqrt{2}}{2\pi f_1}=\text{const. se obține}\ \frac{U_{e1}}{f_1}=\text{const.} \qquad (2.87)$$

Funcționarea motorului asincron se face la *cuplu constant* sau la *putere constantă* pentru viteze sub, respectiv peste viteza nominală, figura 2.36.

Pentru modificarea vitezei motorului asincron prin variera frecvenței se folosesc mutatoare directe de frecvență (cicloconvertoare) și mutatoare indirecte de frecvență.

A. Tensiunea de ieșire a unui *convertor direct* de frecvență este monofazată. Pentru a se obține o tensiune trifazată de frecvență coborîtă se folosesc trei convertoare de frec-

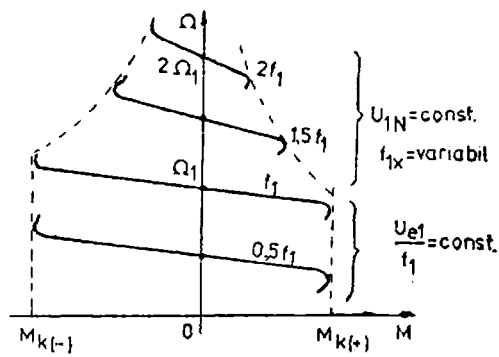


Fig. 2.36. Explicativă pentru funcționarea motorului asincron la cuplu și putere constantă : $M_{k(+)}$ și $M_{k(-)}$ reprezintă cuplurile critice în regim de motor, respectiv generator.

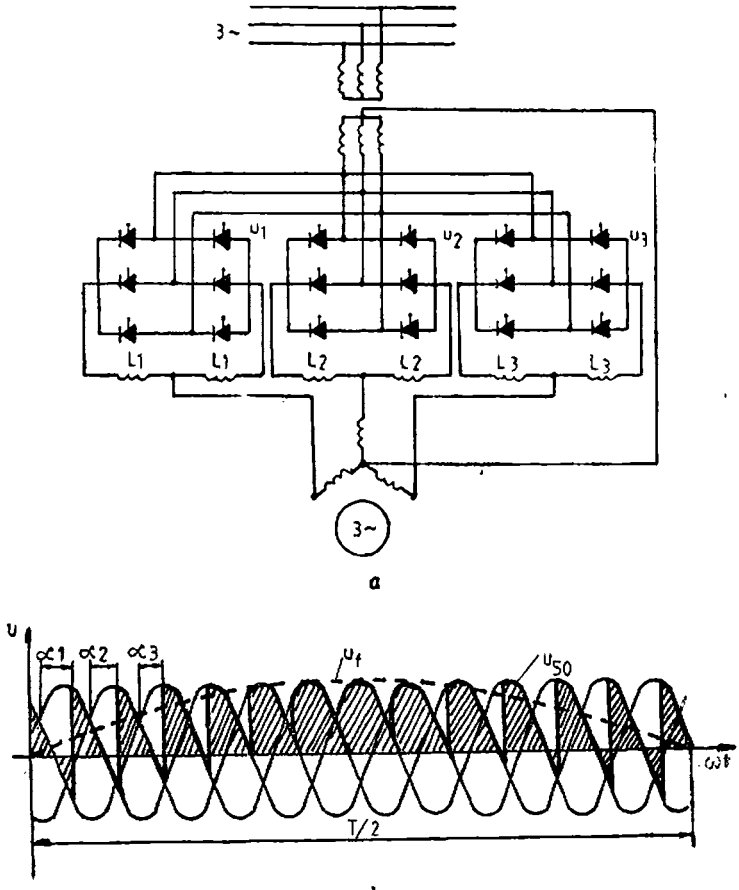


Fig. 2.37. Cicloconvertor direct de frecvență :
a — schema electrică; b — oscilograma tensiunii; u_{50} — tensiunea rețelei de 50 Hz; u_f — tensiunea rezultantă de frecvență $f<50$ Hz.

venţă reversibile u_1, u_2 şi u_3 conectate în punte trifazată, dispuse cîte unul pe fiecare fază şi comandate cu impulsuri de comandă decalate de la o fază la alta cu $2\pi/3$, figura 2.37, *a* şi *b*. Curba tensiunii de ieşire corespunzătoare fiecărei faze este notată cu u_f. În tehnica curentă a acţionărilor electrice, cicloconvertoarele se folosesc pentru alimentarea motoarelor asincrone de turaţie scăzută, datorită faptului că din reţeaua industrială de 50 Hz se poa-

te obține la ieșirea cicloconvertorului o frecvență reglabilă cuprinsă în intervalul (0 ... 20) Hz.

B. Pentru mutatoarele *indirecte* de frecvență se disting două categorii de scheme: a) cu circuit intermediar de c.c. cu tensiune constantă și b) cu circuit intermediar de c.c. cu tensiune variabilă. O comparație între diferitele tipuri de mutatoare indirecte de frecvență este prezentată în tabelul 2.2 și figura 2.38 [2.29].

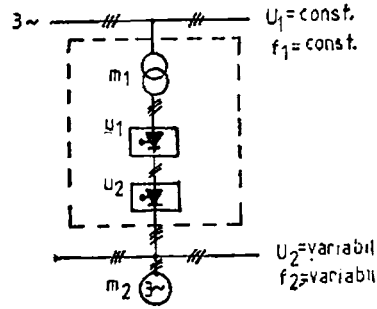
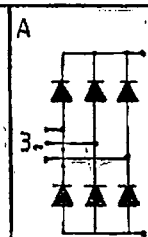
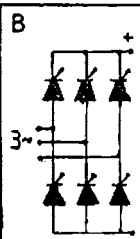
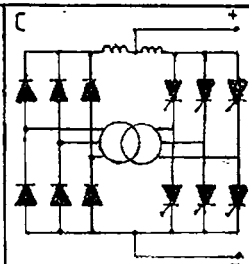
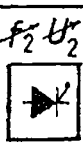


Fig. 2.38. Convertor indirect de frecvență cu circuit intermediar de c.c.

Tabelul 2.2

Comparație între convertoare indirecte de frecvență

Mutatorul u_1 Redresor → / Mutatorul u_2 Invertor ↓		A	B	C
				
1	Frînare cu recuperare	nu	nu	——
	Supraîncărcare	mică	normală	——
	Viteza de reglare	mică	normală	——
	Domeniul de reglaj	1:3	1:3 ...1:5	——
2 	Frînare cu recuperare	nu	——	da
	Supraincarcare	mare	——	mare
	Viteza de reglare	mare	——	mare
	Domeniul de reglaj	mare	——	mare

2.2.5. INSTALAȚII CU MUTATOARE PENTRU RECUPERAREA ENERGIEI DE ALUNECARE LA MOTORUL ASINCRON TRIFAZAT CU INELE

Instalațiile electrice prin care se realizează recuperarea energiei rotorice de alunecare de la motoarele asincrone cu inele sînt cunoscute sub denumirea de cascade.

A. **Cascada subsincronă cu recuperare pe cale electromecanică a puterii de alunecare, cascada Krämer statică.** Cu ajutorul acestui tip de cascadă se poate modifica viteza și recupera energia de alunecare, figura 2.39. Energia de alunecare este redresată prin mutatorul u. Recuperarea se face pe cale mecanică cu ajutorul motorului de c.c. m_2, cuplat mecanic prin reductorul R cu motorul asincron m_1.

Pornirea cascadei se realizează prin pornirea motorului asincron folosind reostatul reglabil R_x. După atingerea vitezei stabilizate, declanșează c_1 și anclanșează simultan c_2, c_3. Indusul motorului de c.c. se conectează. Reglarea vitezei cascadei se face prin variația mărimii curentului de excitație i_e al motorului de c.c. Pentru t.e.m. indusă în rotorul motorului se poate scrie expresia:

$$u_e = k\Phi\Omega = k \cdot k_1 \cdot i_e\Omega = k_2 i_e\Omega, \qquad (2.88)$$

în care k, k_1, k_2 sînt mărimi constante.

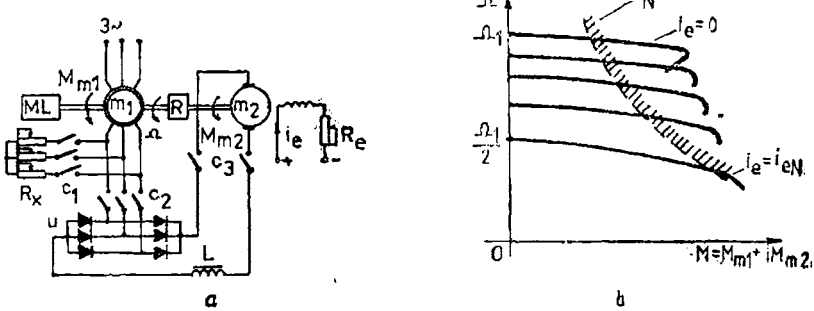


Fig. 2.39, *a*, *b*. Cascada Krämer:
a — schema electrică; b — caracteristici mecanice.

Valoarea medie a tensiunii rotorice redresate la funcționarea în gol și $s=1$, adică rotorul blocat cu circuitul rotoric deschis, este [2.9, 2.25]:

$$u_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_{e2}, \tag{2.89}$$

în care U_{e2} este valoarea efectivă a tensiunii rotorice pe fază.

Valoarea medie a tensiunii rotorice redresate, la o alunecare s devine:

$$u_{ds} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} s \cdot U_{e2} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{e2} \cdot \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}. \tag{2.90}$$

Neglijînd pierderea de tensiune pe indusul motorului de c.c., din relațiile (2.88) și (2.90) avem

$$\frac{3\sqrt{6}}{\pi} s \cdot U_{e2} = k_2 i_e \Omega, \tag{2.91}$$

de unde

$$\Omega = \frac{1}{1 + k_3 i_e}. \tag{2.92}$$

Din relația (2.92) rezultă că prin creșterea fluxului de excitație Φ (i_e) al motorului de c.c. se poate reduce viteza de acționare Ω a *ML*. Valoarea minimă a vitezei corespunde fluxului nominal Φ_N. Pentru $i_e=0$, funcționarea motorului asincron corespunde unei caracteristici mecanice apropiată de caracteristica mecanică naturală.

Neglijînd pierderile de putere din motoarele m_1, m_2 și redresorul u se pot scrie puterile mecanice transmise *ML* de către motorul asincron m_1 și motorul de c.c. m_2. Cuplurile dezvoltate de m_1 și m_2 au același sens. Dacă puterea absorbită din rețea de m_1 este notată cu P, obținem

$$P = (1-s)\ P + sP = \text{const.} \tag{2.93}$$

$$\Omega M = \Omega M_{m1} + i\Omega M_{m2}, \tag{2.94}$$

în care i este raportul de transmisie al reductorului R, figura 2.39, *a*, dacă există în structura acționării.

Cascada cu recuperare pe cale mecanică a energiei de alunecare funcționează la putere constantă. La viteze reduse se obțin valori mari ale cuplului motor rezultant M. Dacă, de exemplu, viteza $\Omega_{min}=0.5\Omega_1$, $s_{max}=0{,}5$, puterea pentru care se dimensionează puntea redresoare și motorul de c.c. reprezintă $s_{max}\cdot P=0{,}5\ P$. Caracteristicile mecanice ale cascadei Krämer sînt prezentate în figura 2.38, *b*.

Cascadele cu recuperare mecanică a energiei de alunecare sînt utilizate la acționarea laminoarelor finisoare, de țevi și în alte procese tehnologice unde sînt necesare cupluri mari la turații reduse.

B. **Cascada cu recuperare pe cale electromagnetică a puterii de alunecare, cascadă Scherbius statică.** Acest tip de cascadă permite modificarea vitezei *MEA* și recuperarea pe cale electromagnetică a energiei de alunecare, figura 2.40 *a* și *b*. Energia de alunecare este trecută prin convertorul static compus din mutatorul u_1 — redresor și mutatorul u_2 — invertor și injectată în rețeaua trifazată de alimentare. Transformatorul m_2 permite adaptarea dintre valoarea tensiunii rotorului motorului asincron m_1 și tensiunea rețelei. Reglarea vitezei motorului m_1 se face prin variația unghiului de comandă α al tiristoarelor din puntea invertoare, prin intermediul blocului de comandă *BC*.

Pornirea cascadei se face cu reostat separat sau cu rezistoare R_x conectate în circuitul rotoric între inelele motorului asincron și redresor. La sfîrșitul pornirii se închid contactele contactorului c_1 și apoi c_2, realizîndu-se funcționarea în cascadă.

Valoarea medie a tensiunii invertorului u_2, pe partea de c.c., la funcționarea în gol este

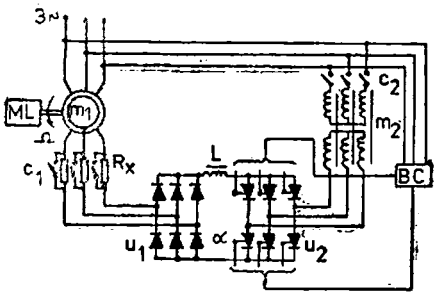
$$u_{d1}=\frac{3\sqrt{6}}{\pi}\,U_{2T}\,|\cos\alpha\,|\,, \tag{2.95}$$

în care U_{2T} este valoarea efectivă a tensiunii pe fază în secundarul transformatorului m_2.

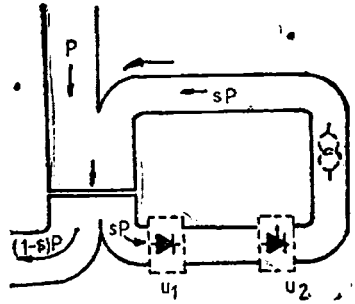
Din egalitatea relațiilor (2.89) și (2.95) rezultă

$$\Omega=\Omega_1\left(1-\frac{U_{2T}}{U_{d2}}\,|\cos\alpha\,|\right), \tag{2.96}$$

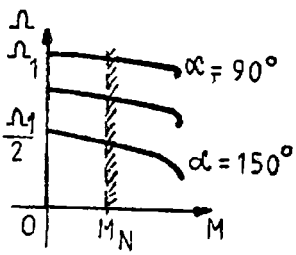
în care $\alpha\in 90°-150°$; domeniul $\alpha\in 150°-180°$ se evită în funcționarea invertorului, deoarece nu sînt îndeplinite condiții corespunzătoare pentru buna comutație a tiristoarelor.



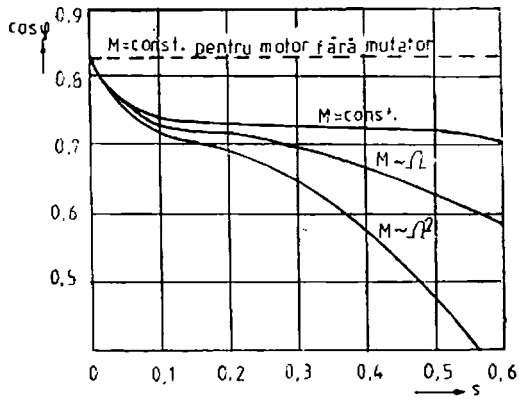
a



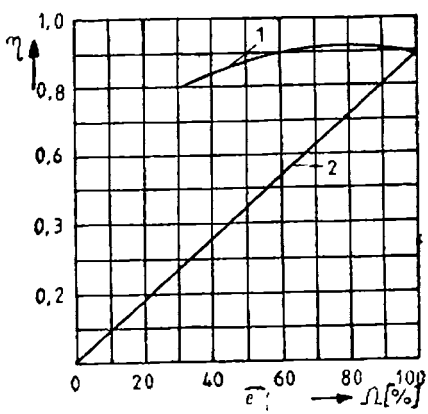
b



c



d



e

Fig. 2.40. Cascada Scherbius: a — schema electrică; b — circulația fluxului de putere în cascadă; c — caracteristici mecanice; d — variația factorului de putere; e — variația randamentului.

Considerînd ipoteza simplificatoare că se pot neglija pierderile de putere din motorul asincron m_1, mutator şi transformatorul de adaptare m_2, expresia cuplului dezvoltat de m_1 este

$$M = \frac{P(1-s)}{\Omega} = \frac{P(1-s)}{\Omega_1(1-s)} = \frac{P}{\Omega_1} = \text{const.} \qquad (2.97)$$

Cascada cu recuperare pe cale electromagnetică a energiei de alunecare funcţionează la cuplu constant, figura 2.40, c. Dacă pentru $\alpha = 90°$, $\Omega = \Omega_1$, la $\alpha = 150°$, $\Omega = \Omega_{min} = 0{,}5\Omega_1$, limite care încadrează domeniul uzual de modificare a vitezei *MEA* la funcţionarea în cascadă. Forma caracteristicilor mecanice ale cascadei este asemănătoare cu cea a caracteristicilor mecanice realizate prin alimentarea motorului asincron la $U_1/f_1 = \text{const.}$

În figura 2.40, *d* şi *e* sînt prezentate curbele de variaţie ale factorului de putere şi randamentului pentru cascada subsincronă cu mutatoare. În diagrama randamentului, curba 1 se referă la cazul funcţionării în cascadă subsincronă cu mutatoare, iar curba 2 se referă la folosirea reostatului rotoric de reglaj soluţie necompetitivă sub aspect energetic.

Dacă în locul mutatorului necomandat u_1 din cascada Scherbius statică se utilizează un mutator comandat se obţine o acţionare cu recuperare, electromagnetică a energiei de alunecare care poate să funcţioneze sub şi suprasincron. Prin modificarea unghiului de comandă al mutatorului u_1 se poate absorbi, respectiv furniza putere electromagnetică atît statorului, cît şi rotorului maşinii (dublă alimentare). Pentru domeniul motor subsincron, mutatorul u_1 funcţionează în regim de redresor, iar mutatorul u_2 funcţionează ca invertor. În cazul funcţionării în regim suprasincron, mutatorul u_1 lucrează ca invertor iar u_2 ca şi redresor.

2.2.6. MODIFICAREA TURAŢIEI MOTORULUI SINCRON PRIN VARIEREA FRECVENŢEI TENSIUNII DE ALIMENTARE

Modificarea vitezei motorului sincron se poate face cu mutatoare de frecvenţă statice, care sînt convertoare cu comutaţie independentă şi convertoare conduse de motor, figura 2.41, *a*, *b*.

La primul tip de convertoare, frecvenţa de ieşire este impusă de un generator de tact independent de reţea, iar la al doilea tip frecvenţa de ieşire este determinată de însuşi motorul sincron.

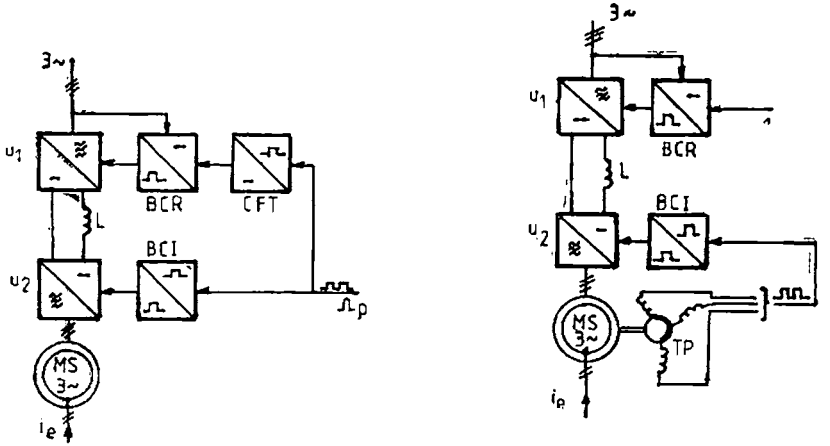


Fig. 2.41, *a, b.* — Schema bloc pentru obținerea frecvenței variabile :
a — cu comutație externă independentă; b — cu comutație condusă de motor; u_1 — redresor; u_2 — invertor; *BCR* — bloc comandă redresor; *BCI* — bloc comandă invertor; *CFT* — convertor frecvență-tensiune; *TP* — traductor de poziție.

Acționările cu motoare sincrone comandate în frecvență cu mutatoare se întîlnesc în industria textilă, industria cimentului, industria celulozei și hîrtiei.

2.2.7. ELEMENTE DE ACȚIONĂRI ELECTRICE CU COMANDĂ NUMERICĂ

Microprocesoarele permit, în stadiul actual, comanda numerică a acționărilor electrice [2.24], înlocuind regulatoarele analogice în multe situații. Avantajele principale la introducerea comenzii numerice față de cea analogă sînt :

— prelucrarea numerică a semnalelor oferă precizie sporită prin păstrarea nealterată în timp a semnalelor, reproductibilitate și precizie ;

— folosirea structurilor programate oferă o simplificare a părților cablate (circuite de comandă) cu fiabilitate mărită ;

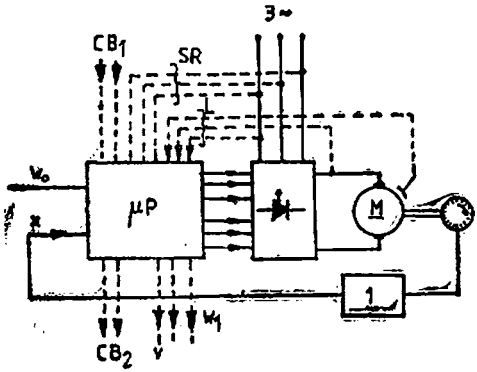


Fig. 2.42. Principiul comenzii numerice cu microprocesor:
w_0 — mărime de prescriere a mișcării; w_1 — mărime de prescriere pentru acționarea următoare; x — mărime de reglare a mișcării; y — mărime de ieșire, semnale de amorsare a redresorului; CB_1, CB_2 — condiții de blocare; v — mărimi de afișare și supraveghere; SR — sincronizare de la rețea; L — valori limită care controlează funcționarea acționării; μP — microprocesor; 1 — convertor de semnal; M — motor electric; w_0, w_1, x, y — sînt semnale digitale, iar restul semnalelor din schemă sînt binare.

— prin modul de lucru, microprocesorul poate oferi tehnici de optimizare proprii informaticii;

— microprocesorul preia asupra sa și supravegherea generală, protecțiile și semnalizarea.

A. În principiu, microprocesorul preia complet modificarea și reglarea turației unui motor de acționare pe baza unor mărimi culese și interpretate numeric, figura 2.42. Microprocesorul prelucrează semnale numerice cu cuvinte de 8 biți (tipic), dar și de 4; 16 sau 32 biți. Limitarea impusă cuvintelor nu este un dezavantaj major, întrucît prin programare se pot efectua operații și cu cuvinte de lungime mai mare. Structura de principiu a unui sistem de comandă cu microprocesor se prezintă în figura 2.43.

Pentru prelucrarea rapidă a semnalelor este necesară comanda prin intermediul circuitelor de interfață a perifericelor. Microprocesoarele prelucrează semnale numerice care sînt culese la intervale finite de timp. La ieșirea regulatorului cu microprocesor se obțin semnale utile la intervale finite de timp. Deși între momentele corespunzătoare există o întîrziere pentru prelucrarea internă, în figura 2.44 aceasta se neglijează.

Mărimea de intrare $x_w = w - x$, unde w este valoarea prescrisă și x valoarea măsurată și mărimea de ieșire y există numai în timpii $0, T, 2T, \cdots, (n-1)T, nT$ cu valorile $x_w(0)$, $x_w(1)$, $\cdots$ $\cdots, x_w(n-1)$, $x_w(n)$; $y(0)$, $y(1)$, $\cdots, y(n-1)$, $y(n)$.

Valoarea mărimii de ieșire la nT se calculează din valoarea mărimii de intrare nT și valori anterioare $x_w(n-1)$, $x_w(n-2)$ $\cdots$ ale mărimii de intrare, cît și valori anterioare corespunzătoare ale

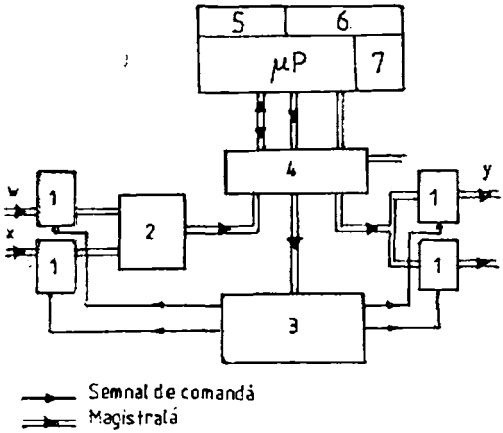


Fig. 2.43. Principiul constructiv al unui regulator cu microprocesor;
μP — microprocesor; 1 — memorie tampon; 2 — multiplexor de intrare; 3 — comanda decodorului de adrese; 4 — element de interfață; 5 — generator de tact; 6 — memorie ROM; 7 — afișaje.

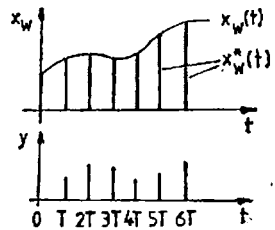


Fig. 2.44. Semnalul de intrare (a) și cel de ieșire (b) al regulatorului numeric; x_w^* — valoarea măsurată a lui x_w.

mărimii de ieșire $y\,(n-1)$, $y\,(n-2)$, care sînt memorate. Se realizează o ecuație diferențială de tipul general

$$y\,(n)=a_0x_w\,(n)+a_1x_w\,(n-1)+a_2x_w\,(n-2)+\cdots-b_1y\,(n-1)-\\-b_2y\,(n-2)-\cdots, \qquad (2.99)$$

în care coeficienții a_i și b_i $(i=1,2,\cdots,n)$ pot fi egali sau diferiți de zero. În cazul unui algoritm PID de forma

$$y=k\left[x_w\,(n)+\frac{1}{T_i}\int x_w dt+T_d\frac{dx_w}{dt}\right], \qquad (2.100)$$

unde k este coeficientul de amplificare și T_i și T_d sînt constante de timp, este necesară transformarea relației integro-diferențiale într-o relație în care să apară semnale discrete ca sume și diferențe

$$y\,(n)=k\left\{x_w\,(n)+\frac{T}{T_i}\sum_0^n x_w\,(n)+\frac{T_d}{T}\left[x_w(n)-x_w(n-1)\right]\right\} \qquad (2.101)$$

sau

$$y\,(n)-y\,(n-1)=k\left[x_w(n)-x_w(n-1)\right]+\frac{kT}{T_i}x_w\,(n)+\frac{kT_d}{T}\left[x_w\,(n)-\right.\\\left.-2x_w(n-1)+x_w(n-2)\right]. \qquad (2.102)$$

Aplicînd transformata Laplace și ținînd cont de teorema deplasării

$$\mathcal{L}\{x(n-1)\}=\mathcal{L}\{x(n)\}e^{-pT}, \tag{2.103}$$

în care p este variabilă complexă, se obține din (2.102)

$$y(n)(1-e^{-pT})=kx_w\left[1-e^{-pT}+\frac{T}{T_i}+\frac{T_d}{T}(1-2e^{-pT}+e^{-2pT})\right], \tag{2.104}$$

respectiv funcția de transfer în cazul general al regulatorului discret este

$$\frac{y(n)(p)}{x_w(n)(p)}=\frac{a_0+a_1e^{-pT}+a_2e^{-2pT}+\dots}{1+b_1e^{-pT}+b_2e^{-2pT}+\dots}. \tag{2.105}$$

În cazul examinat, pentru primii trei termeni se obține

$$\left.\begin{aligned} b_1=-1\ ;\ b_2=0\ ;\ a_0=k\left(1+\frac{T}{T_i}+\frac{T_d}{T}\right)\\ a_1=k\left(-1-2\frac{T_d}{T}\right);\quad a_2=k\frac{T_d}{T}. \end{aligned}\right\} \tag{2.106}$$

Schema bloc pentru regulatorul examinat, figura 2.45, arată că semnalul de ieșire la momentul n se calculează din cel de intrare de la momentul n și din valori precedente ale semnalelor de intrare și ieșire. Numai astfel de regulatoare sînt tehnic realizabile.

Relația (2.101) arată principiul programării microprocesorului. Acestei relații îi corespunde organigrama din figura 2.46. Fiecare operație din această organigramă necesită un subprogram,

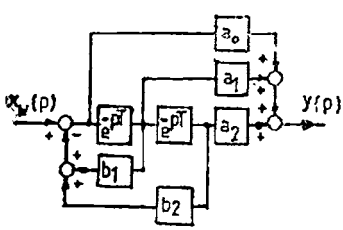


Fig. 2.45. Schema bloc a unui regulator numeric.

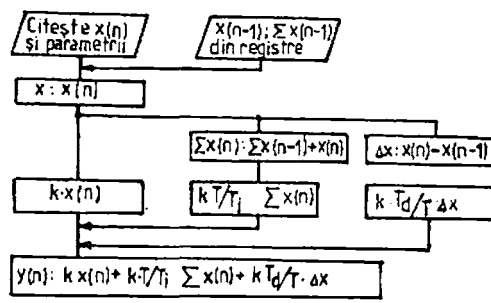


Fig. 2.46. Organigrama unui algoritm PID.

care trebuie exprimat în limbaj cod mașină în așa fel încît să poată fi prelucrat în cel mai scurt timp. Există în prezent proceduri optimale de reglaj, din care se pot alcătui ușor programe complexe pentru reglare. Este posibil ca algoritmul *PID*, anterior prezentat, să fie prelucrat în aproximativ o milisecundă. De remarcat că, în stadiul actual, nu este posibilă folosirea limbajelor de programare evoluate, deoarece pentru reglarea unor procese tranzitorii ultrarapide timpul de compilare și calcul poate fi prea lung. Organigrama mai arată că este posibil ca parametrii să fie schimbați la parcurgerea fiecărui ciclu. Astfel, corelînd parametrii regulatorului cu cei ai sistemului automat față de valori limită impuse pentru funcționarea acționării se obține reglarea adaptivă.

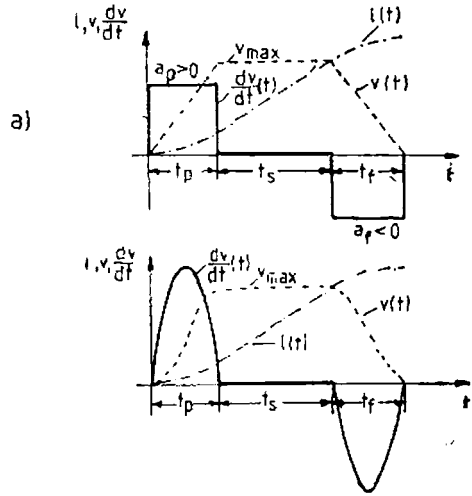


Fig. 2.47. Explicativă pentru conducerea optimală a unui sistem de acționare electrică cu mecanism de deplasare.

B. La o serie de acționări, cum ar fi mașinile de ridicat și transportat, se cere o deplasare anumită într-un timp minim posibil cu limitări din partea sistemului electromecanic pentru șocuri. Procesul optimal de mișcare cu accelerație constantă este arătat în figura 2.47, *a*, în care după intervalul de pornire, cu accelerația a_p, urmează un interval cu viteză maximă v_{max} și un interval de frînare cu accelerația a_f. Datorită variațiilor mari de accelerație, numai la începutul și sfîrșitul regimurilor electromecanice tranzitorii se produc șocuri (vezi § 2.1.1.A), pe lanțul cinematic. O îmbunătățire substanțială are loc dacă prin comanda automată se realizează o variație sinusoidală a funcției $\frac{dv}{dt}(t)$, figura 2.47, *b*. Frecvența sinusoidei se alege astfel încît să fie sub frecvența proprie a sistemului mecanic. La comanda cu microprocesor, variația sinusoidală se înscrie în memoria microprocesorului. Microprocesorul are la intervale constante de timp T, valorile corespunzătoare pentru viteză, execută calculele și dă rezultatele pentru comanda circuitelor de

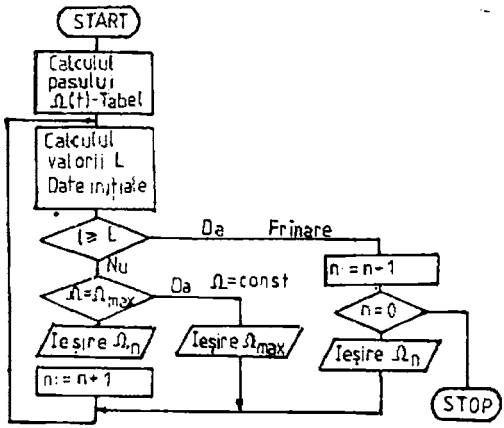


Fig. 2.48. Organigrama unui program de calcul al mărimii de prescriere a turației.

reglare conform organigramei din figura 2.48. La atingerea vitezei maxime v_{max}, rămîne în continuare v_{max} ca mărime impusă pentru viteză pînă la îndeplinirea spațiului parcurs $l=l_p+l_s=L$. Valoarea L este determinată de microprocesor din spațiul total, astfel ca spațiul rămas să coincidă cu cel necesar pentru oprire (cu decelerație variabilă sinusoidală). Este posibil, în variante perfecționate, ca pe baza unei măsurări precise a drumului parcurs, microprocesorul să preia și funcția de poziționare.

C. O serie de tehnologii din industria hîrtiei, maselor plastice etc. necesită menținerea constantă a vitezei pentru toate agregatele care participă la procesul tehnologic. Cerințele în unele situații sînt foarte precise și se referă la reglarea turației și a unghiului de rotație cu o precizie ce depășește clasa regulatoarelor analoge obișnuite. De regulă, pentru rezolvarea acestor probleme cu microprocesorul este necesară prelucrarea cuvintelor de 16 biți. Valoarea reală a turației se obține cu o schemă mai deosebită de la un traductor incremental și stă la dispoziția microprocesorului ca semnal digital. Intervalele de timp pentru măsurare și pentru reglare sînt între 3 și 20 milisecunde.

În figura 2.49 se arată principiul comenzii pentru un utilaj poligrafic. Acționarea agregatului I este principală și este prevăzută cu o reglare analogă de turație. Acționarea agregatului II este cea condusă cu microprocesor pentru a urmări exact pe prima. Atît turația acționării principale, cît și a celei conduse sînt la dispoziția microprocesorului ca semnale digitale pe 16 biți. Microprocesorul îndeplinește următoarele sarcini:

a. Calculul mărimii impuse pentru acționarea condusă Ω_{10} din turația acționării principale Ω_1. Se iau în considerare diferite rapoarte de transmisie și variația diametrelor pentru valțuri la agregatul I și II. Raportul Ω_{10}/Ω_1 poate fi ajustat prin programare pe baza unor date concrete ale mașinilor ce compun agregatele.

b. Mărimii impuse Ω_{10} i se poate face o corecție $\pm\Delta\Omega$ pentru scopuri tehnologice. Mărimea impusă pentru acționarea condusă este acum $\Omega=\Omega_{10}\pm\Delta\Omega$.

c. Calculul abaterii $\Omega_3=\Omega-\Omega_2$ între turația prescrisă și cea reală.

d. Calculul algoritmului de reglare și furnizarea semnalelor digitale la ieșire pentru convertorul digital-analogic (D/A). Reglării digitale a turației îi este subordonată și o reglare analogică a curentului motorului de acționare.

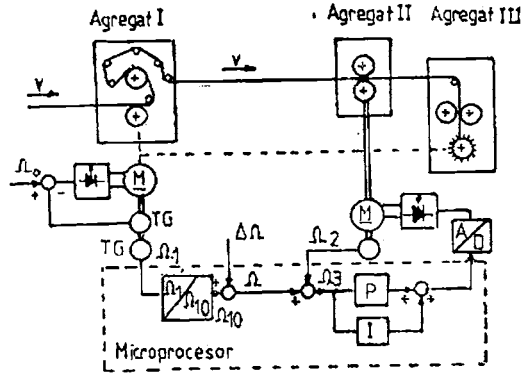


Fig. 2.49. Explicativă pentru menținerea constantă a turației pentru trei agregate folosind microprocesorul.

D. Sisteme mai perfecționate urmăresc realizarea reglării curentului și chiar comanda convertoarelor de către microprocesor. Prin aceasta, funcția convertorului digital-analogic este preluată de convertor care, datorită modului său discontinuu de comandă, în impulsuri, se poate cupla ușor cu microprocesorul. În acest caz, obținerea valorii impuse și reale a curentului, ca și prelucrarea algoritmului de reglare trebuie să fie sincrone cu frecvența impulsurilor convertorului. La considerarea timpului mort, datorat timpului finit de calcul al microprocesorului, semnalul rezultat pentru comanda convertorului va fi folosit la momentul de deschidere imediat următor.

Modul de lucru al unei reglări de curent se arată în figura 2.50. Valoarea reală a curentului este obținută de la un traductor special de valoare medie, convertit apoi în digital. Lungimea cuvîntului pentru curent este între 8 ; 12 sau 16 biți. Caracteristic reglării curentului este folosirea a două funcții de transfer pentru sistem în domeniul curentului neîntrerupt și respectiv întrerupt. Pentru acordarea regulatorului este necesară adaptarea coeficienților de amplificare k_p și k_i a părții proporționale și a părții integratoare în funcție de durata pulsului de curent (testarea curentului întrerupt). Datorită modului de lucru al microprocesorului, această adaptare de parametri este utilizată numai în tactul următor de prelucrare. De la ieșirile digitale se conduc prin intermediul unui numărător programabil impulsurile de comandă la convertor.

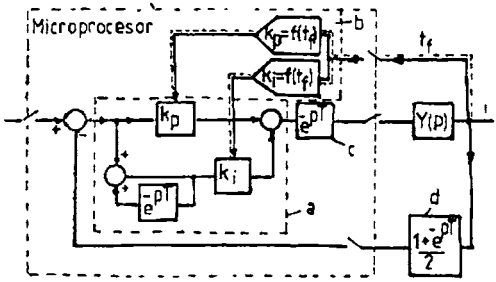


Fig. 2.50. Schema bloc a unui regulator de curent analog:
a — regulator *PI*; b — bloc pentru modificarea coeficienților de amplificare în funcție de durată pulsului de curent t_f; c — bloc timp mort; d — element de măsurare a valorii medii a curentului; $Y(p)$ — funcția de transfer a sistemului.

E. În țara noastră au fost dezvoltate echipamente de conducere automată cunoscute sub denumirea NUMEROM, realizate la IPA București, care în variantele cele mai moderne, de exemplu NUMEROM 450 NC—AC, se înscriu în clasa echipamentelor CNC (Computerized Numerical Control), utilizînd ca și unitate centrală de prelucrare a informațiilor minicalculatoare de tip CORAL.

De asemenea, se produce în țară și echipamentul ECAROM 800 destinat controlului și supravegherii automate a proceselor de producție. El poate funcționa fie independent, fie în cadrul unui sistem ierarhic, cuplat cu alte calculatoare sau minicalculatoare. Este realizat cu circuite larg integrate (microprocesoare, memorii semiconductoare etc.). Avînd o structură modulară, echipamentul ECAROM-800 permite realizarea unei configurații diverse și flexibile. Structura sa face posibilă modificarea simplă a unei configurații existente prin adăugarea, eliminarea și înlocuirea de module existente sau nou create. Interconectarea modulelor are loc prin utilizarea de magistrale universale. Modulul unitate centrală are la bază microprocesorul INTEL 8080 [2.29]. Informații privind sistemele de acționări numerice cu microprocesoare se găsesc în literatură [2.6, 2.11, 2.29]

2.2.8. ELEMENTE PRIVIND ENERGIA REACTIVĂ ȘI DEFORMANTĂ LA SISTEMELE DE ACȚIONĂRI ELECTRICE CU MUTATOARE

Problema circulației puterii reactive și deformante în instalațiile electrice este tratată anterior, în lucrare, la §1.2.2 și 1.2.4.1. Motoarele de c.c. nu absorb putere reactivă din rețea. Motoarele de c.c. în montaje cu mutatoare crecază o circulație de

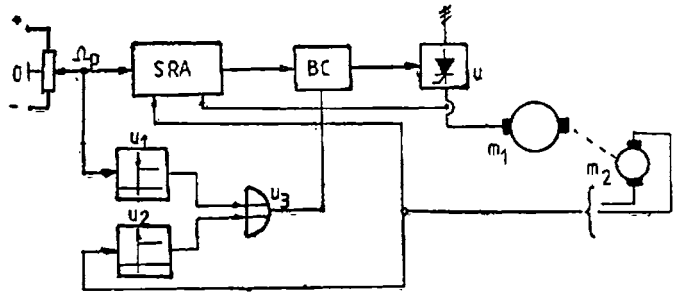


Fig. 2.51. Explicativă pentru oprirea impulsurilor de comandă ale mutatorului la acționare în repaus.

putere reactivă datorită prezenței mutatorului, fiind necesară *procesului de comutație al tiristoarelor*. Factorul de putere al unui mutator este aproximativ egal cu cosinusul unghiului de comandă α [2.9, 2.11, 2.13]. Mutatorul absoarbe putere reactivă atît în regim de redresor, cît și în regim de invertor, valoarea maximă a puterii reactive fiind pentru $\alpha=90°$, iar la $\alpha=0°$ valoarea este nulă. La acționările în repaus, pentru $\alpha=90°$ puterea reactivă fiind maximă, eliminarea unei astfel de situații se face folosind schema din figura 2.51, Blocarea formării impulsurilor de către blocul de comandă *BC* se face prin elementele prag u_1, u_2 și u_3. Prin *SRA* s-a reprezentat sistemul de reglare automată, m_1 — motorul de acționare, m_2 — generatorul tahometric.

Motoarele de c.a. în montaje cu mutatoare sînt echipamente deformante producătoare de armonici de tensiune, ca urmare a deformării curenților absorbiți. Sistemele de acționări electrice reglabile cu motoare de c.c. alimentate prin mutatoare comandate cu comutație de la rețea sînt în regim de redresor generatoare de armonici de curent, iar în regim de invertor generatoare de armonici de tensiune, ca urmare a încărcării, asimetrice a transformatorului în cursul unei perioade și a efectului suprapunerii conducției în procesul de comutație.

Reducerea influenței armonicilor de curent în rețea necesită ca inductivitatea rețelei să fie mică, iar cea a mutatorului mare. Soluția tehnică obligă la stabilirea unei inductivități optime minime pentru mutator.

O soluție de reducere a armonicilor pentru mutatoare în punte trifazată este prezentată în figura 2.52. Mutatorul conține două

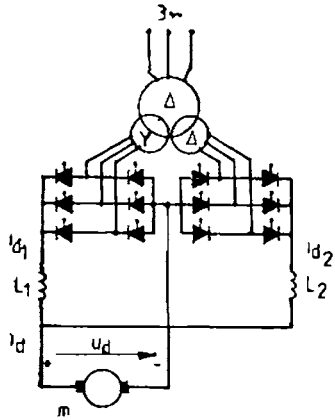


Fig. 2.52. Soluție pentru reducerea armonicilor de tensiune introduse în rețea.

punți trifazate comandate, conectate în paralel alimentate prin transformatoare cu trei înfășurări avînd grupe de conexiuni Dd_0 și Dy_{11}.

Pentru conexiunea Dd_0 spectrul armonicilor de curent în rețea este de forma

$$i_\Delta(t)=\sqrt{2}[I_2\cos\omega t-I_5\cos 5\omega t+$$

$$I_7\cos 7\omega t-I_{11}\cos 11\,\omega t+\cdots], \quad (2.99)$$

unde I_1, I_5, $\cdots$ sînt valorile efective ale armonicilor de ordinul 1,5, $\cdots$, iar ω pulsația fundamentalei.

Pentru conexiunea Dy_{11} spectrul armonicilor de curent este

$$i_\curlywedge(t)=\sqrt{2}[I_1\cos\omega t+I_5\cos 5\omega t-$$

$$I_7\cos 7\omega t-I_{11}\cos\ 11\omega t+\cdots]. \quad (2.100)$$

Cele două spectre $i_\Delta(t)$ și $i_\curlywedge(t)$ se însumează la nivelul primarului transformatorului conducînd la anularea armonicilor de ordinul 5 și 7, care au ponderea cea mai însemnată.

3. PROBLEME PRIVIND SISTEMELE MODERNE DE TRACȚIUNE ELECTRICĂ CU LINIE DE CONTACT

Tracțiunea electrică modernă presupune comanda motoarelor de acționare prin mutatoare, ceea ce permite un consum mai redus de energie, realizarea modificării continue a vitezei de mers, o mai bună utilizare a rezervei de aderență, confort pentru pasageri prin realizarea regimurilor electromecanice tranzitorii (porniri, frînări, modificări de viteză) cu accelerație variabilă și deci limitarea șocului. De asemenea, devine posibilă frînarea cu recuperare de energie ce poate avea efecte economice importante.

3.1. ECHIPAMENTE DE TRACȚIUNE ELECTRICĂ ÎN MONTAJE CU MUTATOARE

În general, motorul de tracțiune, motorul serie de c.c., este comandat și pe indus și pe excitație, conform metodelor generale specifice acționărilor electrice, §2.2. În prezent tinde să se impună ca motor de tracțiune motorul asincron trifazat cu rotorul în colivie, comandat prin frecvență.

3.1.1. MODIFICAREA TURAȚIEI PRIN TENSIUNEA TRANSFORMATORULUI DE PE LOCOMOTIVĂ

Metoda este specifică locomotivelor de curent alternativ monofazat la 50 Hz și permite reglajul vitezei în limite largi numai prin variația tensiunii, de la o valoare minimă pînă la cea nominală. Nu se mai practică comanda reostatică, ceea ce elimină pierderile de energie în reostate. S-a generalizat modificarea numărului de spire pe partea de înaltă tensiune, deoarece curenții sînt mai mici și problemele tehnice de execuție a dispozitivului de modificare mai simple.

La locomotivele de curent alternativ, modificarea pe înaltă tensiune se realizează după principiul indicat în figura 3.1. Primarul constă din 2 înfășurări, dintre care una este cu prize de tensiune. Această înfășurare funcționează ca un autotransformator, tensiunea se culege la prize. Raportul de transformare între înfășurările *b*, *c* fiind constant, rezultă că tensiunea secundară U_2 se modifică prin deplasarea culegătorului *G* pe prizele 1, 2, 3, ..., valoarea nominală obținîndu-se pe ultima priză de tensiune. Această modificare a tensiunii trebuie să se desfășoare sub sarcină, adică fără

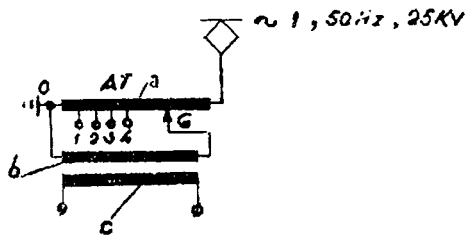


Fig. 3.1. Schema modificării cu prize pe înfășurarea de înaltă tensiune.

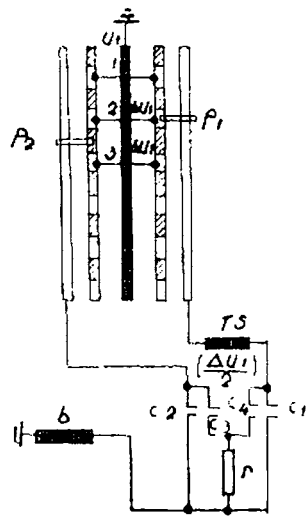


Fig. 3.2. Schema de principiu a graduatorului.

întreruperea curentului în secundarul transformatorului. În timpul trecerii de la o priză la alta se iau măsuri de evitare a scurt-circuitării zonei de înfășurare dintre cele două prize. În acest scop, pe pozițiile de trecere se introduce în circuit o rezistență de trecere.

Pentru a putea obține un reglaj fin al tensiunii pe motor sînt necesare 30—40 trepte de reglare la locomotivele monofazate de construcție uzuală de 5100 kW, ceea ce face ca pentru culegerea treptelor de tensiune să fie introdus un dispozitiv special, numit „graduator" sau culegător pe înaltă tensiune [3.3], figura 3.2. Dispozitivul prezintă două perii de contact p_1 și p_2 cu mișcare alternată și sacadată, ce calcă pe ploturi corespunzătoare prizelor de tensiune și utilizează o înfășurare suplimentară la transformator TS, care aplică un salt de tensiune $\Delta u_1/2$ atunci cînd este introdus în circuit de una și aceeași perie de contact. Graduatorul mai conține patru contactoare și rezistența de trecere.

Cînd peria p_2 vine în contact cu plotul alăturat, tensiunea transmisă înfășurării b va fi $u_b=u_1+n\Delta u_1$; în momentul în care peria p_1 vine în contact cu plotul aceleiași prize, tensiunea transmisă va fi $u_b=u_1+n\Delta u_1+\Delta u_1/2$. În acest mod, prin scoaterea a n prize de tensiune se obțin $2n$ trepte de reglare, adică un număr dublu de poziții de mers. Este evident că acest lucru se realizează printr-o succesiune bine determinată la închiderea și deschiderea contactoarelor $c_1 \cdots c_4$, așa cum de vede în figura 3.3.

Treapta I se obține cu p_2 pe priza 1, p_1 fiind pe porțiunea izolată iar c_2 și c_3 închise. Tensiunea la ieșire este $u_b=u_1$. Pozițiile

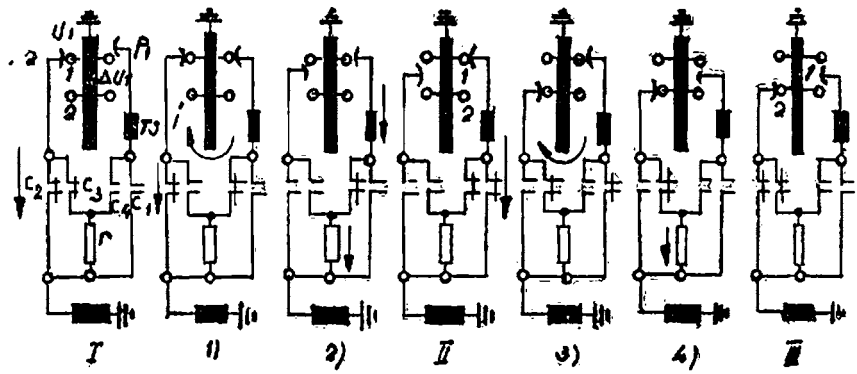


Fig. 3.3. Modul de realizare a treptelor de tensiune cu graduatorul.

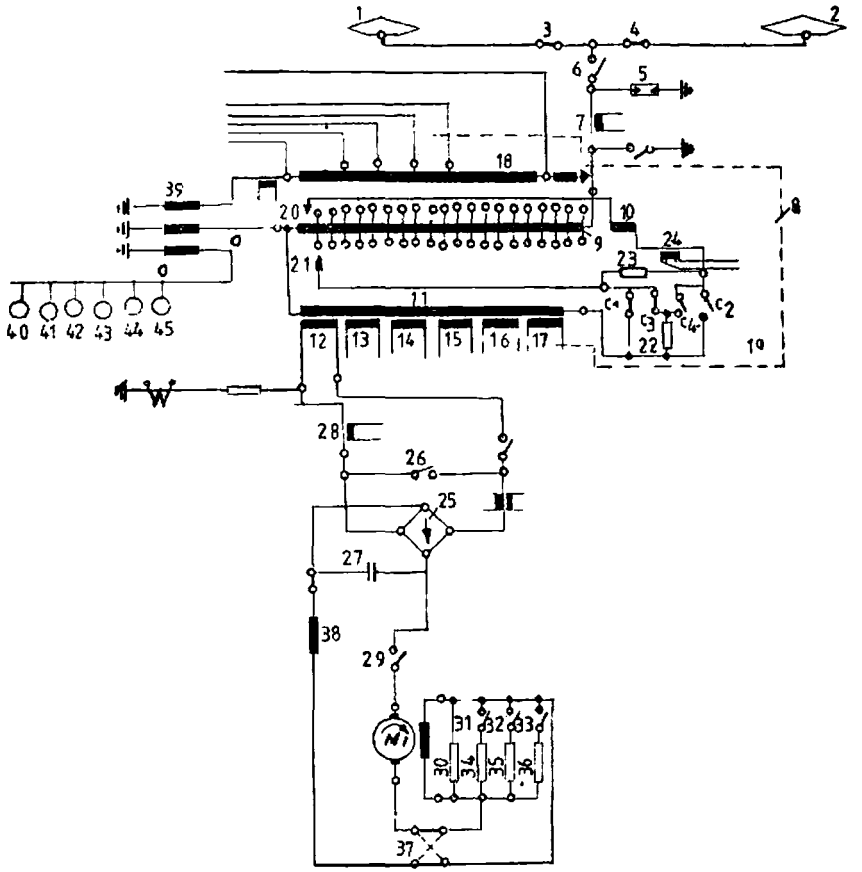


Fig. 3.4. Schema de principiu a locomotivei 060-EA. Principalele elemente sînt:

1, 2 — captator de curent; 3, 4 — separatoare; 5 — descărcător de tensiune; 6 — întreruptor automat principal; 7 — transformator de măsură; 8 — transformator principal; 9 — înfăşurarea cu prize; 10 — înfăşurarea survoltoare; 11...17 — transformatorul de tracţiune; 18 — transformator de încălzire şi servicii auxiliare; 19 — graduator; 20, 21 — culegătoare de înaltă tensiune; $c_1 \ldots c_4$ — contactoare; 22 — rezistenţă de trecere; 23 — rezistenţă de protecţie pentru stingerea scînteilor la culegători; 24 — transformator de curent pentru protecţia înfăşurărilor survoltoare; 25 — redresor, cu diode; 26 — scurtcircuitor; 27 — condensator; 28 — transformatoare de măsură; 29 — contactor de linie; M_1 — motor de tracţiune; 30 — şunt permanent al excitaţiei; 31, 32, 33 — contactoare pentru şuntare; 34, 35, 36 — rezistenţe de şuntare; 37 — inversor de mers; 38 — bobină de netezire; 39 — transformator sugător; 40...45 — perii de contact la osii pentru returul curentului de tracţiune.

1 și 2 sînt de trecere. În poziția 1 se deschide c_3, iar culegătorul p_1 se deplasează și intră în contact cu priza 1. Contactul se face fără curent, întrucît c_1 și c_3 sînt deschise. Se închide apoi c_4, care limitează curentul de scurtcircuit prin r. În această situație, tensiunea de ieșire este tot u_1. În poziția 2 se deschide c_2, iar p_2 avansează pe porțiunea izolată. Tensiunea $u_b=u_1+\Delta u_1/2$ datorită închiderii în circuit a înfășurării TS și curentul circulă prin r, avînd un salt Δi ce depinde de valorile $\Delta u_1/2$ și r.

Treapta II se obține prin închiderea lui c_1, care scurtcircuitează rezistența r și tensiunea este $u_b=u_1+\Delta u_1/2$.

Toate trecerile pare se obțin în modul arătat mai înainte, toate trecerile impare rezultă ca în secvențele II, 3,4, III.

Valorile tensiunilor care rezultă pe fiecare poziție de mers se deduc din figură, ele fiind : (I) $u_b=u_1$; (II) $u_b=u_1+\Delta u_1/2$; (III) $u_b=u_1+\Delta u_1$; (IV) $u_b=u_1+\Delta u_1+\Delta u_1/2$ ...

Pe acest sistem este realizată comanda vitezei la locomotiva CFR 060-EA de 5100 kW construită de Electroputere Craiova (figura 3.4) [3.3]. Fiecare motor este alimentat de un sector al secundarului tansformatorului (în figură se arată numai unul din cele șase motoare). Circuitul de forță se realizează prin captator de curent (1 sau 2), înfășurarea 9, graduator 19, înfășurarea primară 11 a transformatorului de tracțiune, cîte o înfășurare secundară pentru fiecare motor de tracțiune și puntea de redresare. De menționat că în circuitul de alimentare este inclusă pentru fiecare motor cîte o bobină de netezire, pentru micșorarea ondulației curentului redresat. Pentru slăbire de cîmp, fiecare motor are trei rezistențe de șuntare a excitației.

Soluția cu blocuri separate de alimentare pentru fiecare motor de tracțiune este cu siguranță mare în exploatare, întrucît în cazul avarierii unui element principal (motor sau redresor) se izolează întregul bloc, restul motoarelor putînd rămîne în funcționare la o putere corespunzător redusă.

3.1.2. MODIFICAREA TURAȚIEI FOLOSIND REDRESOARE COMANDATE

La această soluție se obține tensiune reglabilă continuu prin modificarea unghiului de comandă al tiristoarelor din alcătuirea redresorului comandat. Se folosesc exclusiv scheme de redresoare în punte monofazată, în două variante: complet comandată și

semicomandată. În ambele cazuri, variația continuă a tensiunii permite eliminarea graduatorului și simplificarea construcției transformatorului de pe locomotivă.

Neglijînd comutația și presupunînd curentul de sarcină bine filtrat, variația tensiunii în funcție de unghiul de comandă este cosinusoidală și se deduce analog cu relația (2.69), în cazul punții complet comandate, sub forma

$$u_d = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} u_{max} \cos \alpha, \tag{3.1}$$

iar în cazul punții semicomandate

$$u_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} u_{max} (1 + \cos \alpha). \tag{3.2}$$

Pentru puntea complet comandată, variația tensiunii redresate are loc pentru $\alpha \in (0,90^\circ)$. Pentru $\alpha > 90^\circ$ puntea trece în regim de invertor, ceea ce înseamnă că motorul de tracțiune devine generator, la același sens al curentului dacă tensiunea electromotoare își schimbă sensul. Situația este specifică la frînarea recuperativă și se va reveni asupra acestui aspect la §3.2.1.

În situația în care frînarea recuperativă nu se folosește, este mai avantajoasă puntea semicomandată care are o mai mare finețe de reglaj, variația tensiunii redresate avînd loc pentru $\alpha \in (0,180^\circ)$.

Problema cea mai importantă care trebuie rezolvată la utilizarea redresoarelor comandate este îmbunătățirea factorului de putere pe partea de curent alternativ. În figura 3.5 se prezintă

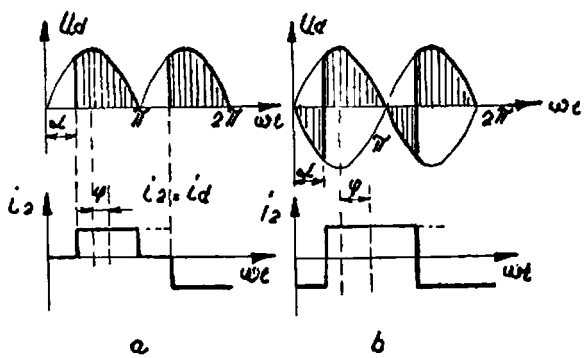


Fig. 3.5. Explicații pentru defazajul între tensiune și curent:
a — în cazul punții semicomandate; b — în cazul punții complet comandate.

defazajul între tensiune și curent la același unghi de comandă pentru puntea complet comandată și cea semicomandată.

Se observă că factorul de putere, dependent de defazaj, este mai mare în cazul punții semicomandate decît cel al punții complet comandate. Tratarea analitică a expresiei factorului de putere k, permite obținerea următoarelor relații de dependență a factorului de putere în funcție de unghiul de comandă [3.7]

$$k = \frac{2(1+\cos\alpha)}{\sqrt{\pi(\pi-\alpha)}} \quad \text{punte semicomandată,} \tag{3.3}$$

$$k = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\alpha \quad \text{punte comandată.} \tag{3.4}$$

Variația factorului de putere în funcție de tensiunea medie redresată (raportată la valoarea sa maximă), respectiv de viteza locomotivei pentru cele două tipuri de punți se prezintă în figura 3.6. Se observă că, în ambele situații, la tensiuni mici factorul de putere este redus. Pentru îmbunătățirea factorului de putere, în acest domeniu, se folosește în mod frecvent înserierea mai multor punți semicomandate [3.12]. Numărul punților care se înseriază este de maximum patru, în funcție de nivelul de ameliorare ce se dorește pentru factorul de putere.

În figura 3.7 se arată modul de comandă cu trei punți semicomandate înseriate. În prima situație, figura 3.7, *a*, se comandă o punte cu unghiul α, celelalte două nefiind alimentate cu tensiune, în figura 3.7, *b*, prima punte este complet comandată și a doua cu unghiul α, iar în figura 3.7, *c*, primele două sînt complet comandate și a treia cu unghiul α. Este vorba, așadar, de o comandă decalată a punților.

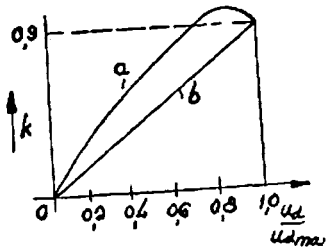


Fig. 3.6. Variația factorului de putere :
a — punte semicomandată;
b — punte complet comandată.

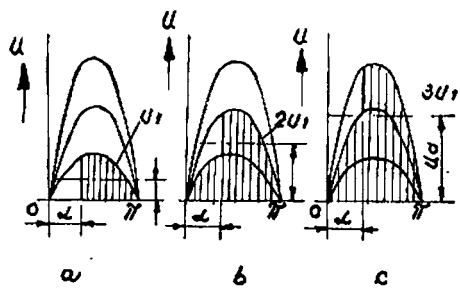


Fig. 3.7. Explicativă pentru comanda a trei punți semicomandate conectate în serie.

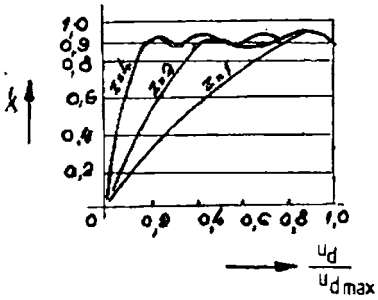


Fig. 3.8. Variaţia factorului de putere la punţi semicomandate conectate în serie, ca parametru numărul de punţi, z.

Reprezentarea grafică a variaţiei factorului de putere în funcţie de valoarea medie a tensiunii redresate (raportată la valoarea sa maximă) este redată în diagrama din figura 3.8, din care rezultă ameliorarea factorului de putere (creşte în raport cu numărul de punţi înseriate) şi de asemenea îmbunătăţirea lui în domeniul tensiunilor, respectiv vitezelor mici.

Rezultă concluzia că, un număr mare de punţi asociate este preferabil pentru locomotive cu demaraje dese. Soluţia tehnică trebuie deci aleasă în funcţie de destinaţia locomotivei. Schema de principiu pentru o astfel de locomotivă este prezentată în figura 3.9 [3.11]. Locomotiva este realizată în soluţia cu 2 punţi semicomandate înseriate, comandate decalat. Slăbirea de cîmp se realizează electronic şi frînarea este reostatică cu comanda continuă a forţei de frînare, prin alimentarea excitaţiilor motoarelor de la convertorul 14.

Îmbunătăţirea factorului de putere este posibilă şi prin utilizarea unor noi scheme de redresoare. Ideea principală este modificarea tensiunii redresate u_d, fără modificarea unghiului de comandă, care prin deplasare influenţează direct factorul de putere, prin folosirea comutaţiei forţate.

În prezent sînt în stadiu avansat cercetări privind utilizarea unor punţi monofazate cu comutaţie forţată [3.5]. O astfel de schemă este arătată în figura 3.10. Ea este alcătuită din şase tiristoare $T_1 \cdots T_6$. În circuitul de curent alternativ se introduce un condensator C, care împreună cu inductivitatea liniei L_S şi a transformatorului L_T reprezintă un filtru pentru armonicile superioare ale curentului alternativ. Blocarea tiristoarelor se face cu ajutorul condensatorului C_K, conectat între elementele T_5 şi T_6 din punte şi tiristoarele de stingere T_3, T_4.

Diagrama de comandă a celor 6 tiristoare, pentru a obţine modificarea valorii medii a tensiunii redresate este prezentată în figura 3.11. Este vorba de o modulare în lăţime a semialternanţelor tensiunii, care păstrează armonica fundamentală în fază cu tensiunea alternativă, indiferent de valoarea ei efectivă. Frecvenţa de comandă

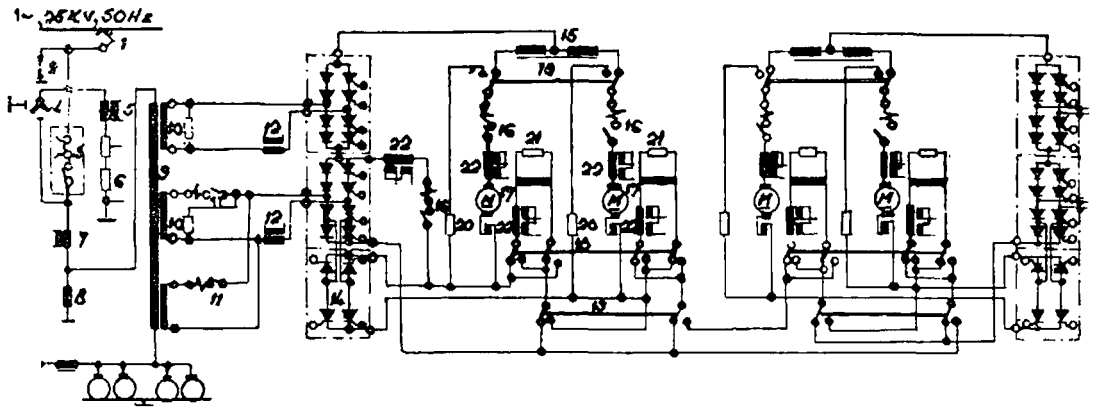


Fig. 3.9. Schema de principiu a unei locomotive tiristorizate cu patru motoare. Principalele elemente sînt :

1 — captator de curent; 2 — descărcător de tensiune; 3 — întrerupător principal; 9 — transformator principal; 10 — circuit de amortizare; 11 — contactoare de curent alternativ; 12 — transformatoare de curent pentru protecția la scurtcircuit; 13 — punte de redresoare; 14 — redresoare pentru slăbire de cîmp; 15 — bobină de netezire dublă; 16 — contactoare de curent continuu; 17 — motoare de tracțiune; 18 — schimbător de sens; 19 — comutator pentru regimul motor frînă; 20 — rezistență de frînare; 21 — șunt pentru excitație conectat permanent.

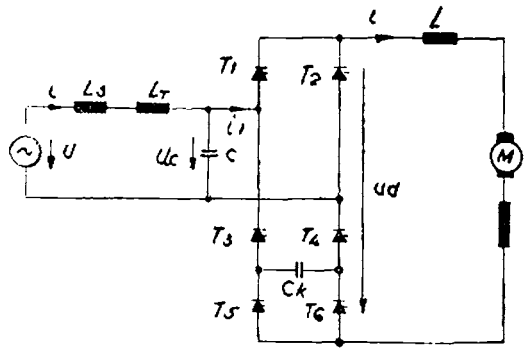


Fig. 3.10. Schema unei punți monofazate cu comutație forțată.

a tiristoarelor T_3-T_6 este variabilă, ajungînd la circa 500 Hz. La o astfel de modulare, factorul de putere este $k>0{,}9$ în tot domeniul $u_d/u_{d\,max}=0{,}2\ldots1$, ceea ce înseamnă o îmbunătățire substanțială a sa.

Prin creșterea frecvenței de modulare, o creștere a factorului de putere este încă posibilă la tensiuni mici [3.5].

3.1.3. PARAMETRII ENERGETICI ȘI FUNCȚIONALI AI MOTORULUI DE CURENT CONTINUU ÎN MONTAJ CU MUTATOARE

Datorită alimentării motorului cu tensiune pulsatorie, curentul mașinii este ondulat, peste componenta continuă fiind suprapusă o componentă alternativă. Componenta continuă produce cuplul util, iar componenta alternativă produce fenomene care înrăutățesc funcționarea motorului. Astfel, variația curentului în înfășurarea de excitație generează în spirele ce comută o t.e.m. de pulsație, înrăutățind comutația și dînd loc la pierderi suplimentare în înfășurări și fier.

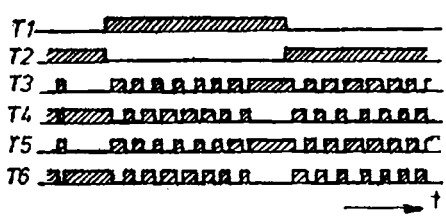


Fig. 3.11. Semnalele de comandă pentru tiristoarele punții cu comutație forțată.

Pentru a realiza caracteristici funcționale cît mai apropiate

cu cele ale motorului de tracțiune alimentat în curent continuu, se impun următoarele măsuri:

a. Execuția miezului magnetic din tole.

b. Pentru a îmbunătăți comutația, în scopul micșorării fluxului pe poli, motorul de curent ondulat se construiește cu un număr mai mare de poli, 6 sau 8 poli.

c. Tensiunea nominală se alege între cea a unui motor de curent continuu și cea a unui motor de curent alternativ cu colector. Această cerință este necesară pentru a avea valori acceptabile ale tensiunii între două lamele ale colectorului.

d. Folosirea unor clase superioare de izolație, *F* și *H*, pentru păstrarea gabaritului, deoarece regimul termic al motorului de curent ondulat este mai ridicat.

e. În schemele de funcționare se șuntează în mod permanent excitațiile printr-o rezistență de valoare mare în raport cu cea a înfășurării de excitație. În acest mod se separă componenta continuă de cea alternativă a curentului, aceasta din urmă trecînd prin rezistență, care are o reactanță neglijabilă față de cea a înfășurării de excitație. Această modalitate este utilizată în ambele scheme de locomotive arătate în figura 3.4 și figura 3.9.

f. Introducerea în circuit a unei bobine de netezire de inductivitate mare, dimensionată în așa fel încît să nu se satureze la curenții admiși de motorul de tracțiune.

3.1.4. MODIFICAREA TURAȚIEI CU VARIATORUL DE TENSIUNE CONTINUĂ

Metoda utilizată folosește alimentarea motorului cu impulsuri așa cum s-a arătat la § 2.2.2. În sistemul de tracțiune de curent continuu, *VTC* reprezintă o soluție convenabilă pentru reducerea consumului de energie, fiind aplicat mai ales a tracțiunea urbană (metrou, troleibuz, tramvai).

A. Metodele clasice cu reostate reglabile folosite pentru modificarea turației la motoarele serie de c.c., utilizate în tracțiunea electrică, sînt neeconomice din punct de vedere energetic datorită pierderilor mari de putere din reostatele reglabile, iar pe de altă parte curentul, puterea și cuplul dezvoltat de motoare variază între două limite, în corelare cu treptele reostatului de reglaj. Utilizarea tehnicii mutatoarelor a determinat reglaje îmbunătățite sub aspec-

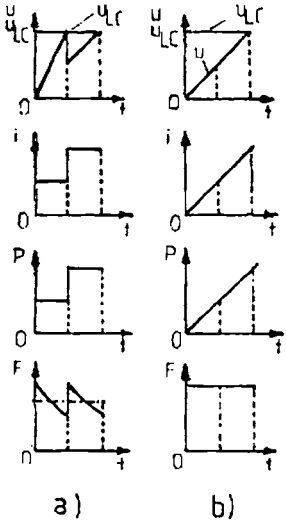


Fig. 3.12. Explicativă pentru compararea unor caracteristici obținute în cazul utilizării sistemelor de reglaje cu reostat cu trepte (a) și respectiv cu mutatoare (b) : u_{LC} — tensiunea liniei de contact; u — tensiunea aplicată motorului; i — curentul absorbit; P — puterea absorbită; F — forța motoare.

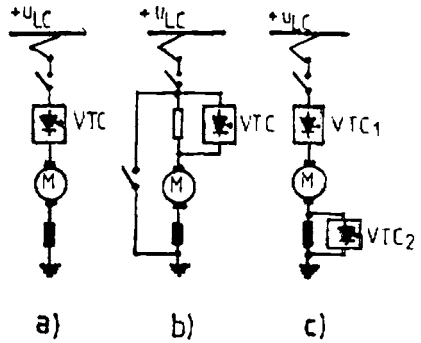


Fig. 3.13. Reglarea prin impulsuri : a — reglarea tensiunii de alimentare; b — reglarea rezistenței de pornire; c — slăbirea cîmpului de excitație sub pragul nominal.

tul fineței și al economicității energetice. În figura 3.12 se prezintă o comparație de principiu între soluția clasică cu reostat reglabil și cea cu mutatoare folosite la pornirea unui vagon motor de tramvai. Reține atenția variația forței motoare F, care în cazul soluției cu mutatoare poate fi menținută aproximativ constantă, ceea ce este deosebit de favorabil scopului de tracțiune.

În figura 3.13 sînt prezentate soluții care permit reglarea prin impulsuri a tensiunii de alimentare a rezistenței de pornire și frînare sau a gradului de subexcitare la motoarele de c.c. serie folosite în tracțiunea electrică cu alimentare de la linia de contact.

B. Există posibilitatea utilizării unor vagoane motoare cu două surse de alimentare, de la linia de contact sau de la o sursă proprie,

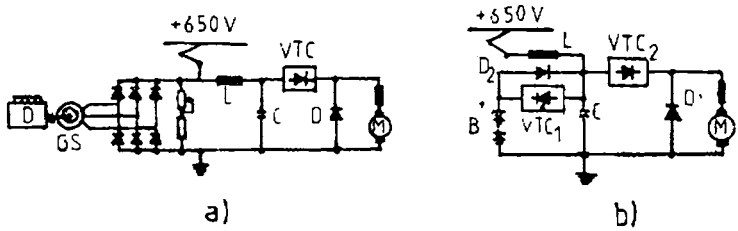


Fig. 3.14. Explicativă pentru reglarea turației prin impulsuri de tensiune :

a — soluția cu sursă proprie, motor diesel *D*; — generator sincron *G.S.*; b — soluția cu baterie de acumulatoare *B*.

ceea ce permite ca pe tronsoanele fără linie de contact deplasarea să se facă pe seama energiei electrice furnizate fie de un grup diesel electric propriu, fie de la o baterie de acumulatoare, figura 3.14. Soluția este favorabilă unor transporturi industriale.

C. În figura 3.15 se arată alcătuirea unei scheme pentru comanda unui motor cu *VTC*, notat V_1, la care nu se arată circuitul de stingere, de reîncărcare etc. De la linia de contact schema se alimentează prin filtrul K_1, L_1 dispus pe vehicul.

Pentru frînarea la viteză mare se conectează rezistența r_1 pentru limitarea curentului, la viteză mai mică se scurtcircuitează cu contactorul C_6. Frînarea este recuperativă. Schimbarea sensului de deplasare se face cu contactoarele C_2-C_5.

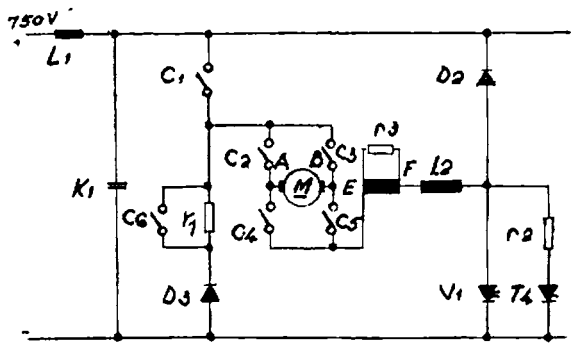


Fig. 3.15. Schemă de principiu pentru comanda motorului de tracțiune cu *VTC* :

C_1 — contactor de regim; *M* — motorul de tracțiune; D_2 — dioda de nul; D_3 — diodă folosită la frînare; r_3 — rezistența de șuntare a polilor; k_1 — condensator de filtrare; L_1 — bobină de filtrare.

Această schemă permite unele modificări:

— alimentarea a două motoare de tracțiune cu funcționare în patru cadrane de la același *VTC*;

— funcționarea în paralel a două *VTC* cu comanda decalată, fiecare alimentînd cîte un motor, pe același filtru;

— posibilități de frînare reostatică, recuperativă sau mixtă.

În privința ondulațiilor curentului există avantaje la folosirea variatorului de tensiune continuă, deoarece frecvența sa de lucru este mai mare decît cea a rețelei de curent alternativ. O valoare tipică a frecvenței de comandă este 250 Hz, cu tendințe de creștere pînă la 400 Hz. Prin aceasta se reduce valoarea inductivității de netezire și deci costul și gabaritul ei. Motorul se proiectează ținînd cont de coeficientul de ondulație și se practică șuntarea permanentă a polilor.

Problema nouă care apare este legată de filtrul de rețea care trebuie să netezească pulsurile de curent ce apar în linia de contact la funcționarea *VTC*, întrucît fronturile acestor pulsuri pe inductivitatea liniei de contact produc supratensiuni care deranjează atît *VTC*, alte vehicule conectate la aceeași linie de contact, cît și telecomunicațiile.

Pentru a reduce dimensiunile filtrului, este bine ca frecvența de comandă să fie cît mai ridicată, iar pentru ca acesta să fie eficient, el trebuie să fie acordat pe frecvența de comandă. Acesta este motivul pentru care în tracțiunea cu linie de contact comanda *VTC* se face la frecvență constantă, prin modificarea duratei relative de conducție a tiristorului principal $a \in (0{,}06 \ldots 0{,}94)$, vezi § 2.2.2.

Pentru a reduce dimensiunile filtrului de intrare, care ocupă un volum destul de important din spațiul vehiculului, se folosesc *VTC* „multifazate", care prezintă în circuitul de intrare o frecvență mai mare de un număr întreg de ori. În figura 3.16 este arătată schema de principiu a unui *VTC* alcătuit din 3 *VTC*, notate cu V_1, V_2, V_3, elementare cu funcționare decalată în timp. Dacă f este frecvența de funcționare a fiecărui variator, frecvența de pulsație a curentului de intrare va fi $3f$, iar *VTC* elementare se dimensionează pentru un curent mediu de 3 ori mai mic. În figura 3.17 se prezintă variația curentului în diferite punte ale schemei cu VTC comandate decalat în timp.

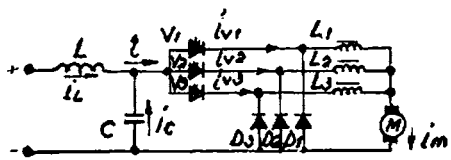


Fig. 3.16. Schema de principiu a unui *VTC* multifazat.

Ca o ilustrație a performanțelor foarte bune sub aspect energe-

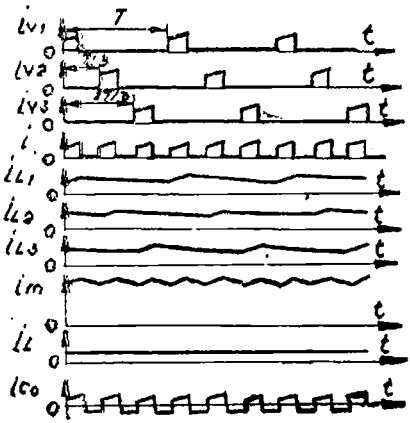


Fig. 3.17. Explicativă pentru funcționarea *VTC* din figura 3.16.

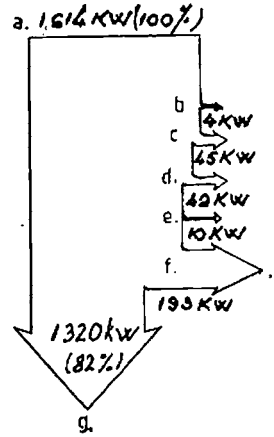


Fig. 3.18. Calculul puterii consumate pentru un tren comandat cu *VTC*: a — putere absorbită; b — alimentarea unor dispozitive auxiliare; c — pierderi în bobina filtrului; d — pierderi în bobina de netezire și variator; e — pierderi pe cablurile de conexiuni; f — pierderi în motoare și în partea mecanică; g — putere utilă.

tic pe care le are *VTC*, în figura 3.18 se prezintă consumul de putere calculat pe baza experimentelor efectuate cu un tren suburban alimentat la 1 500 V curent continuu [3.18]. Diagrama prezentată este calculată pentru încărcătură maximă la o viteză staționară de 63 km/h. Din examinarea cifrelor rezultă că principalele pierderi apar în motoarele de tracțiune și în partea mecanică. De asemenea sînt relativ mari pierderile în bobina filtrului.

VTC are pierderi de energie proprii relativ mici, de aceea nici nu este separat față de pierderile din bobina de netezire. Randamentul global, de cca 82% pentru vehicul, poate fi îmbunătățit prin reproiectarea sistemului de acționare pentru a reduce pierderile în motoare și bobina filtrului.

3.1.5. UTILIZAREA MAȘINII ASINCRONE TRIFAZATE ÎN TRACȚIUNEA ELECTRICĂ

În prezent se pune problema utilizării mașinii asincrone trifazate cu rotorul în colivie, datorită unor avantaje cunoscute [2.8, 2.9]. Ținînd cont că la mașina asincronă turația nu este limitată de colector, ca în cazul motoarelor de c.c., ea poate fi mărită obținînd creșteri de putere prin viteză. Aceasta duce la indicatorul specific kg/kW mai mic.

Principala problemă care trebuie rezolvată este crearea sistemului trifazat de tensiune alternativă cu frecvență și tensiune variabilă pe locomotivă, din sistemul de tracțiune folosit. Acest lucru se realizează mai simplu dacă sistemul de tracțiune este cu linie de contact în curent continuu, motiv pentru care primele realizări au apărut în acest sistem, deci pentru transport urban [3.11. 3.19].

Posibilitățile pentru conversia curent continuu-curent alternativ folosite în tracțiune sînt arătate în figura 3.19. Varianta din figura 3.19, *a* presupune un invertor de tensiune cu stingere independentă, care poate fi comandat în așa fel încît să se regleze simultan frecvența și tensiunea aplicată motorului de tracțiune. Pe partea de intrare este necesar un filtru care asigură menținerea constantă a tensiunii la bornele invertorului. Trecerea în regim de frînare recuperativă poate să aibă loc direct prin comanda invertorului fără alte comutări. Varianta din figura 3.19, *b* folosește un

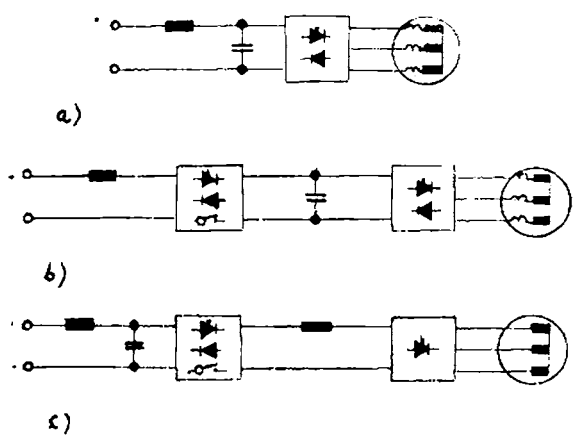


Fig. 3.19, a,b,c. Variante pentru conversie c.c.-c.a. folosite în tracțiune

VTC pentru modificarea tensiunii în circuitul intermediar și un invertor de tensiune autonom, mai simplu, pentru modificarea frecvenței. *VTC* trebuie să permită trecerea curentului și în sensul reprezentat de diodă pentru a se putea frîna recuperativ. În domeniul de modificare al frecvenței la U=const., variatorul de tensiune continuă se poate scurtcircuita cu un contactor pentru a elimina pierderile de energie. În figura 3.19, *c* se arată conversia cu circuit intermediar de curent, care prezintă particularitatea că motorul de tracțiune este comandat cu un sistem de curenți trifazați impus de comandă. Tensiunea în circuitul intermediar se modifică în funcție de turația motorului și sarcină. Întrucît inductivitatea din circuitul intermediar este de valoare mare, în această variantă nu mai sînt necesare inductivități suplimentare în circuitul motorului.

În ceea ce privește dimensionarea motoarelor de tracțiune, există deosebiri mari între sistemele din figura 3.19, *a* și 3.19, *b* față de 3.19, *c*. La primele sînt necesare motoare cu curent mic de magnetizare și dispersie mărită. Întrucît pentru ultimul sistem sînt necesare motoare care trebuie să satisfacă contrariul, aceste motoare se pot obține de dimensiuni ceva mai mici la aceeași putere. La invertorul cu circuit intermediar de curent continuu apar însă solicitări mai mari. Cum în funcționare invertorul pune cele mai multe probleme, se preferă sistemele arătate în figura 3.19, *a* și *b*, care sînt mai fiabile pe partea de electronică de putere.

În figura 3.20 este prezentată schema de principiu a unui vehicul suburban cu motoare de tracțiune asincrone, realizat după sistemul din figura 3.19, *a* [3.19].

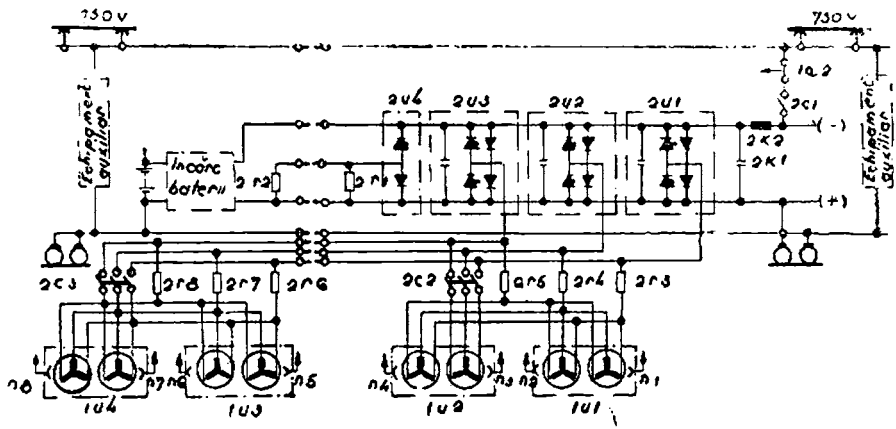


Fig. 3.20. Schema de principiu a unui vehicul acționat cu motoare de tracțiune asincrone cu rotorul în colivie.

Invertorul, alcătuit din 3 module, $2U_1 \ldots 2U_3$, este alimentat de la rețea prin intermediul întreruptorului principal $1a_2$, contactorului $2c_1$ și filtrului $2K_1$, $2K_2$. La ieșirea invertorului se leagă cele 4 grupe $1U_1$—$1U_4$ de cîte două motoare (cîte două pe fiecare boghiu), fiecare motor avînd un traductor de turație $n_1 \ldots n_8$. Rezistențele $2r_3 \ldots 2r_8$ se conectează și se deconectează automat cu contactoarele $2c_2$ și $2c_3$, pentru a modifica puterea furnizată la frînare recuperativă. În regim de motor, aceste rezistențe sînt scurtcircuitate. Există și posibilitatea de a frîna reostatic cu rezistențele $2r_1$ și $2r_2$ comandate cu *VTC* $2u_4$.

La proiectarea sistemelor cu mașini de inducție trebuie să se țină seama, ca și la comanda cu *VTC*, de reducerea, conform normelor, a componentei alternative fundamentale în linia de contact, pentru atenuarea perturbațiilor.

3.2. PROBLEME SPECIFICE LA RECUPERAREA ENERGIEI PRIN FRÎNARE LA ECHIPAMENTE DE TRACȚIUNE CU MUTATOARE

Problema frînării cu recuperare de energie la sistemele de tracțiune cu motor de c.c. serie impune condiții speciale, deoarece mașina de c.c. serie în regim de generator prezintă instabilitate.

Primele variante au preconizat schimbarea modului de excitație și folosirea mașinilor cu excitație separată [3.6].

Frînarea recuperativă devine posibilă tehnic prin introducerea mutatoarelor.

3.2.1. RECUPERAREA ENERGIEI LA ECHIPAMENTE CU REDRESOARE COMANDATE

Recuperarea energiei la locomotivele cu redresoare presupune îndeplinirea următoarelor condiții:

— motoarele de tracțiune de tip serie să fie conectate, în regim recuperativ, cu excitație separată;

— pentru trecerea punții tiristorizate în regim de invertor este necesară păstrarea sensului curentului prin brațele punții, deci schimbarea legăturilor între ieșirea punții și bornele motorului, sau schimbarea sensului tensiunii electromotoare.

Neglijînd comutația, expresia curentului recuperat i_r bine filtrat este

$$i_r = \frac{u_e - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha}{r}, \qquad (3.5)$$

și poate fi reglat prin excitația mașinii (cu influență asupra tensiunii electromotoare u_e), prin unghiul de comandă α sau simultan. Prin comandă simultană este posibilă recuperarea pînă la oprire. În relația (3.5), r reprezintă rezistența totală a circuitului.

Problema factorului de putere, relația (3.4), se pune la fel și în cazul recuperării energiei. Factorul de putere în recuperare este cu atît mai scăzut cu cît α este mai apropiat de 90°, tensiune mică. În figura 3.21 se arată cum se modifică factorul de putere în recuperare la o locomotivă cu tiristoare [3.3]. La început, comanda frînării se face prin excitația generatorului (porțiunea *12*) și în continuare prin graduator (porțiunea *23*) dacă locomotiva are graduator. În continuare, de la viteza minimă la care s-a ajuns în modul menționat, se trece la modificarea unghiului de comandă

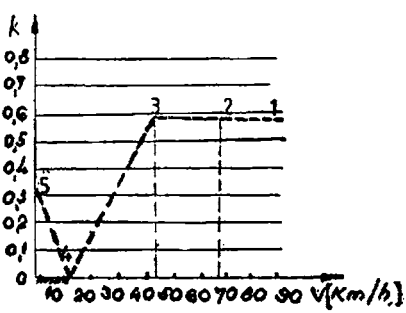


Fig. 3.21. Variația factorului de putere cu viteza la curent de recuperare constant.

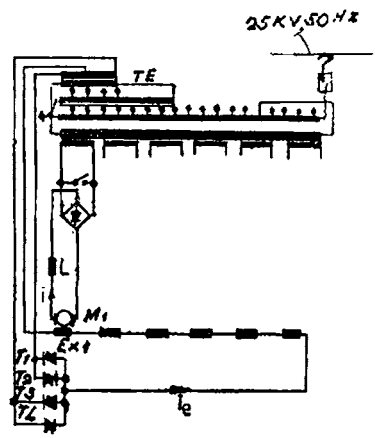


Fig. 3.22. Schema de principiu în regim de frînă cu recuperare pentru o locomotivă de curent alternativ.

a tiristoarelor, rezultînd porțiunea *34* și *45*. La $\alpha=90°$, tensiunea punții se anulează și apoi se inversează (la cca 10 km/h), și ca urmare crește din nou în porțiunea *45*, care corespunde funcționării în regim de motor.

Pentru o locomotivă cu frînare recuperativă, schema de principiu arată ca în figura 3.22.

Motoarele de tracțiune sînt cu excitație separată și în regim de tracțiune așa că, în regim de recuperare, se inversează doar sensul curentului prin înfășurările de excitație, pentru a schimba sensul tensiunii electromotoare.

Alimentarea înfășurărilor de excitație înseriate *Ex*1 se face de la redresorul cu punct median alcătuit din tiristoarele T_2 și T_4 pentru regimul de frînare și de la redresorul alcătuit din T_1 și T_3 în regim de motor. Cele două redresoare sînt cuplate permanent în antiparalel și comandate nesimultan, alimentarea lor făcîndu-se de la transformatorul pentru excitație *TE*. Comanda curentului recuperat la viteză mare (figura 3.21) se realizează deci la un factor de putere acceptabil, prin comanda redresorului T_2, T_4.

Sistemul de reglare al frînării recuperative pentru o locomotivă de curent alternativ este complex, întrucît se comandă corelat atît redresorul complet comandat, graduatorul cît și redresorul excitației.

3.2.2. RECUPERAREA ENERGIEI LA ECHIPAMENTE CU VARIATOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

În acest caz, în funcționarea *VTC* nu există nici o diferență față de cele arătate la § 2.2.2, dar în acest mod este posibilă funcționarea de la o tensiune mai mică decît cea a sursei în care se trimite energie. O altă deosebire importantă este aceea că în această configurație elementele circuitului joacă un rol foarte important, după cum se va vedea examinînd funcționarea schemei.

La închiderea tiristorului T_1, figura 3.23, mașina este pusă în scurtcircuit și curentul crește cu constanta de timp determinată de elementele circuitului. La blocarea lui T_1, curentul este comutat pe sursă și scade cu constanta de timp respectivă. Trimiterea de energie electrică în sursă se face în intervalul de timp în care dioda *D* este în conducție. Energia mecanică preluată prin frînare este convertită în energie electromagnetică în mașină, și la deschiderea diodei, o parte din ea este trimisă în sursă.

În acest proces, inductivitatea mașinii joacă un rol important, fiind acumulator de energie; ea se încarcă cu energie magnetică la creșterea curentului (T_1 deschis) și se descarcă la scăderea lui (T_1 blocat). De aceea, pentru studiul procesului de frînare recuperativă, elementele circuitului sursei de t.e.m. joacă un rol deosebit și nu pot fi neglijate.

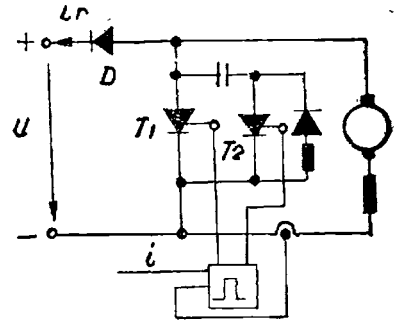


Fig. 3.23. Schema de principiu pentru frînarea recuperativă cu *VTC*.

Principial există posibilități bune de frînare recuperativă atît pentru mașina cu excitație serie, cît și separată, dar la mașina serie trebuie să se ia măsuri pentru excitarea mașinii la amorsarea procesului de frînare. Cea mai simplă posibilitate este excitarea parțială a mașinii cu o a doua înfășurare de excitație. Autoexcitarea în acest mod este de fapt proprie, în afara unor mașini de c.c. serie de construcție specială, mașinilor cu excitație mixtă.

Corespunzător figurii 3.24, *a*, este posibilă excitarea cu o sursă suplimentară de tensiune U_s prin dioda D_2. Cînd procesul de excitare este amorsat și curentul în circuitul mașinii atinge valori normale, căderea de tensiune pe înfășurarea de excitație devine mai mare ca tensiunea sursei U_s și sursa auxiliară este deconectată, pentru că se blochează dioda D_2. În locul sursei de tensiune se poate folosi și excitarea în șoc prin descărcarea unui condensator peste înfășurarea de excitație. Potrivit schemei din figura 3.24, *b*, se conectează o rezistență R de la înfășurarea de excitație spre sursă, care asigură astfel la deschiderea tiristorului T_1, un curent mai mare decît cel de menținere și în același timp excitarea mașinii.

Dioda D_2 împiedică un curent prin rotor și rezistența R. Condensatorul de stingere (care nu este figurat) se încarcă tot prin R, înaintea deschiderii tiristorului T_1. Autoexcitarea apare deja la 10% din turația nominală, la o dimensionare corectă a rezistenței. După amorsarea procesului de frînare, rezistența poate fi deconectată.

O altă problemă importantă ce trebuie rezolvată la frînarea recuperativă cu mașina serie este evitarea instabilității în funcționare la viteze mari, care apare atunci cînd tensiunea electromotoare devine mai mare decît tensiunea sursei și dioda D este polarizată direct. Procesul de frînare nu mai poate fi controlat cu *VTC*.

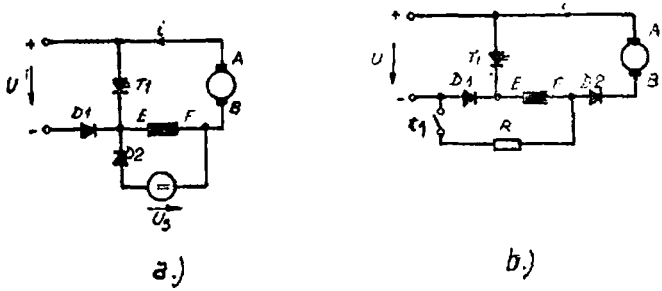


Fig. 3.24. Excitarea mașinii serie la frînare :
a — de la o sursă suplimentară; b — de la sursa de tensiune.

În cazul vehiculelor cu mai multe motoare este posibilă legarea diferită a mașinilor în regimul motor și respectiv de frînare recuperativă. Astfel este posibilă trecerea de la conexiunea serie-paralel a mașinilor în regim de motor la conexiunea paralel în regim de frînare recuperativă. În acest mod, motoarele fiind de tensiune mai mică decît cea a liniei de contact, funcționarea stabilă poate fi asigurată.

Pentru vehicule cu una sau două mașini este posibilă utilizarea unei scheme cu o rezistență suplimentară R, figura 3.25, care asigură stabilitatea.

La scăderea turației sub o anumită limită, rezistența R este scurtcircuitată. Dezavantajul schemei constă în pierderi în rezistența suplimentară, deci stabilitatea este asigurată în dauna unei părți din energia recuperabilă prin frînare. Eliminarea instabilității fără pierderi suplimentare este posibilă prin modificarea schemei de frînare pentru a obține o slăbire de cîmp automată la turații

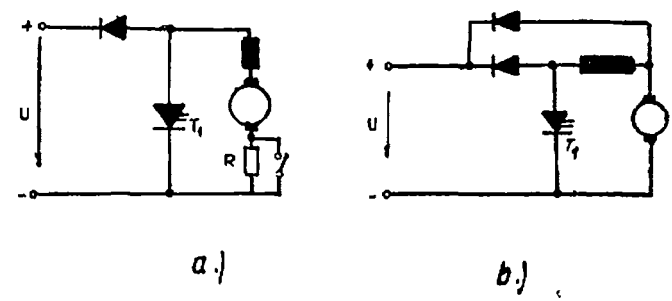


Fig. 3.25. Posibilități de înlăturare a instabilității în funcționare :
a — cu rezistență suplimentară; b — cu slăbire de cîmp.

mari (figura 3.25, *b*). Avantajul schemei constă în energie recuperată sporită față de schema din figura 3.25, *a*, dar necesită o lărgire a domeniului de comandă *VTC*, în special la frecvențe joase, ceea ce creează unele probleme de realizarea filtrului pe vehicul.

A. **Circulația puterii electrice recuperate în linia de contact.** Linia de contact este alimentată de la rețeaua de curent alternativ prin intermediul redresoarelor din substații. Aceste redresoare sînt alcătuite în general pe baza elementelor necomandabile, care nu permit circulația energiei electrice decît într-un singur sens, de la rețeaua de curent alternativ la linia de contact. În aceste condiții, energia recuperată trebuie preluată de celelalte vehicule pe linia care se află în apropierea vehiculului care recuperează.

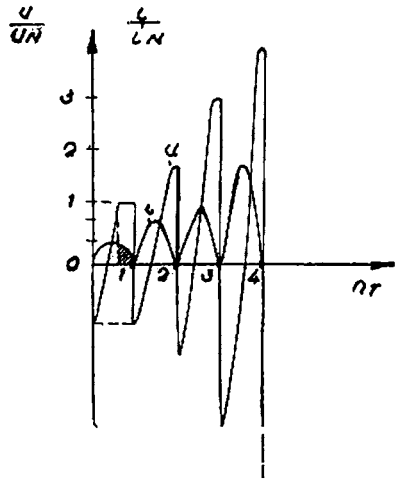


Fig. 3.26. Variația tensiunii condensatorului de stingere și a curentului mașinii la întreruperea legăturii cu linia de contact în timpul recuperării. (Pe abscisă numărul de perioade).

Probleme deosebite pot apărea dacă pe tronsonul de linie nu este nici un vehicul sau dacă dintr-o cauză anumită se întrerupe legătura între captatorul de curent și linia de contact, în timpul frînării recuperative. Astfel, conform figurii 3.26, energia furnizată de mașină nu este trimisă în linia de contact, ci se acumulează în

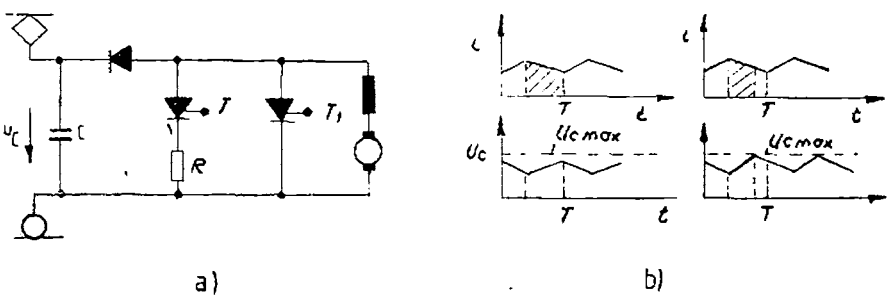


Fig. 3.27. Schema principială a unei frîne mixte recuperativ-reostatice și variația curentului recuperat (haşurat) în corelație cu tensiunea pe condensatorul filtrului.

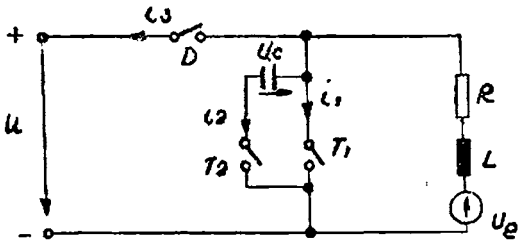


Fig. 3.28. Schema echivalentă de calcul pentru calculul energiei recuperate.

condensatorul de stingere, cu consecințe deosebit de grave prin solicitările la tensiuni de cîteva ori mai mari decît normal pentru condensatorul de stingere, filtrul de intrare al vehiculului sau chiar pentru linia de contact. Această situație trebuie evitată. O posibilitate o constituie disiparea parțială a energiei recuperabile, în căldură, pe rezistențe, prin folosirea frînei mixte recuperativ-reostatice, ca în figura 3.27. Rezistența de frînare este conectată în paralel cu *VTC* și este introdusă în circuit cu tiristorul *T*. Cît timp tensiunea pe condensatorul filtrului nu a depășit o valoare impusă U_{cmax}, se frînează recuperativ. Dacă tensiunea crește peste această valoare, ceea ce arată că energia recuperată nu poate fi integral „primită", se conectează rezistența *R*. De menționat că tiristorul *T* nu are nevoie de circuit de stingere, fiind stins prin aprinderea tiristorului principal al *VTC*. Acest procedeu este folosit și la schema din figura 3.15. Schema are marele avantaj că în linia de contact este trimisă doar atîta energie electrică cît poate fi „acceptată".

Pentru recuperarea integrală a energiei de frînare este necesară prevederea de invertoare pentru recuperare în substații. Invertorul trebuie montat în antiparalel cu redresorul din substație. Între ele trebuie să existe bobine de reactanță pentru a limita curenții de circulație.

B. **Calculul energiei recuperate prin frînare.** Pentru schema principială de frînare pentru un motor de tracțiune cu *VTC* cu comutație indirectă, din figura 3.23, calculul se efectuează pe baza schemei echivalente din figura 3.28, liniarizînd tensiunea electromotoare a mașinii. Considerînd elementele semiconductoare ideale, tensiunea de alimentare constantă, parametrii mașinii electrice constanți și neglijînd pierderile în fier, se pot scrie relațiile [3.10]:

În intervalul 1 corespunzător tiristorului principal (T_1 închis în figura 3.28)

$$i_1(t) = \frac{u_{s0}}{R(1-k_R)}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)}\right) + i_0 e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)}, \qquad (3.7)$$

unde t.e.m. liniarizată are forma $u_e = u_{e0} + K_R \cdot i$, τ este constanta de timp electromagnetică a mașinii $k_R = K_R/R$ și i_0 valoarea inițială a curentului, iar pentru $K_R = R$

$$i_1(t) = \frac{u_{e0}}{L} t + i_0. \tag{3.8}$$

Intervalul 1 se termină pe baza condiției $i_1(t=t_1) = i_f$, care se poate determina din (3.7) impunînd t_1 pe baza comenzii de tipul „în lățime de puls" [3.10].

În intervalul 2 tiristorul de stingere este în conducție (T_2 închis). Se obține

$$i_2(t) = e^{-\frac{R-K_R}{2L}t} \left(i_f \cos \omega t + \frac{u_{e0} + u_{c0} - \frac{R-K_R}{2} i_f}{\omega L} \sin \omega t \right) \tag{3.9}$$

și

$$u_c(t) = u_{e0} + e^{-\frac{R-K_R}{2L}t} \left\{ (u_{e0} + u_{c0}) \cos \omega t - i_f \omega L - \frac{R-K_R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} (u_{c0} + \right.$$

$$\left. + u_{e0}) \sin \omega t \right\}, \tag{3.10}$$

în care i_1 și u_{c0} sînt valorile inițiale ale curentului și respectiv tensiunii condensatorului de stingere la intrarea în conducție a lui T_2 iar $\omega = 1/\sqrt{LC}$.

Durata intervalului 2 se determină pe baza condiției (figura 3.28)

$$-u_c(t=t_2) = u. \tag{3.11}$$

Rezolvarea analitică a ecuației (3.11) este posibilă doar pentru cazul $K_R = R$, cînd se obține

$$t_2 = \frac{1}{\omega} \left[\arcsin \frac{u - u_{e0}}{\omega L \sqrt{i_1^2 + \left(\frac{u_{e0} + u_{c0}}{\omega L} \right)^2}} + \operatorname{arc\,tg} \frac{u_{e0} + u_{c0}}{\omega L i_f} \right] \tag{3.12}$$

Pentru $K_R = R$, ecuația 3.10 se poate rezolva numeric printr-o procedură de calcul ca în [3.10] sau se poate aproxima, presupunînd constant curentul în intervalul de comutație prin

$$t_2 = \frac{(u_{c0} + u)\, C}{i_f}. \tag{3.13}$$

În intervalul 3 are loc recuperarea energiei electrice (dioda D conduce), figura 3.28. Se obține

$$i_3(t)=i_{II}e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)}-\frac{u-u_{e0}}{R(1-k_R)}\left(1-e^{-\frac{t}{\tau}(1-k_R)}\right). \quad (3.14)$$

Pentru $K_R=R$ se obține

$$i_3(t)=i_{II}-\frac{u-u_{e0}}{L}t, \quad (3.15)$$

în care valoarea inițială a curentului de recuperare se determină cu $i_2(t=t_2)=i_{II}$.

Condiția de stabilitate statică a mașinii serie în regim de frînare recuperativă cu VTC se determină în baza variației curentului în intervalele 1 și 3 (relațiile 3.7, 3.14). Astfel, la o funcționare stabilă în intervalul 1 derivata curentului trebuie să fie pozitivă (curentul crește), iar în intervalul 3 negativă (curentul scade).

Pe baza relațiilor (3.7, 3.14) se poate ajunge la condiția de stabilitate statică, sub forma

$$u>u_{e0}+i_{II}|R-K_R|. \quad (3.16)$$

Condiția (3.16) restrînge zona de funcționare stabilă a mașinii serie în regim de frînare recuperativă la viteze și curenți mari (t.e.m. indusă comparabilă cu tensiunea de alimentare).

Zona de funcționare instabilă este marcată în figura 3.29.

În regim staționar de frînare, la viteză constantă, pentru puterea recuperată medie se găsește expresia

$$P_{rec}=\frac{u_{e0}}{T}\int_0^{t3}i_3(t)\,dt+\frac{K_R-R}{T}\int_0^{t3}i_3^2(t)\,dt+\frac{L}{2T}(i_{II}^2-i_0^2), \quad (3.17)$$

unde T este perioada de lucru a VTC și t_3 durata intervalului 3 de recuperare.

Cele trei componente din membru drept al relației (3.17) reprezintă aportul de putere al t.e.m. și a inductivității mașinii.

Pa baza acestei relații s-a calculat numeric [3.9] puterea recuperată medie, cu o mașină serie în funcție de curentul de frînare al mașinii avînd ca parametru turația, figura 3.29. Rezultatele sînt exprimate în unități relative prin raportare după cum urmează ; curenții la curentul de scurtcircuit al mașinii, tensiunile la tensiunea medie la linia de contact, puterile la puterea de scurtcircuit a mașinii, turațiile la turația nominală, timpii la constanta de timp electromagnetică a mașinii. Valabilitatea curbelor este legată

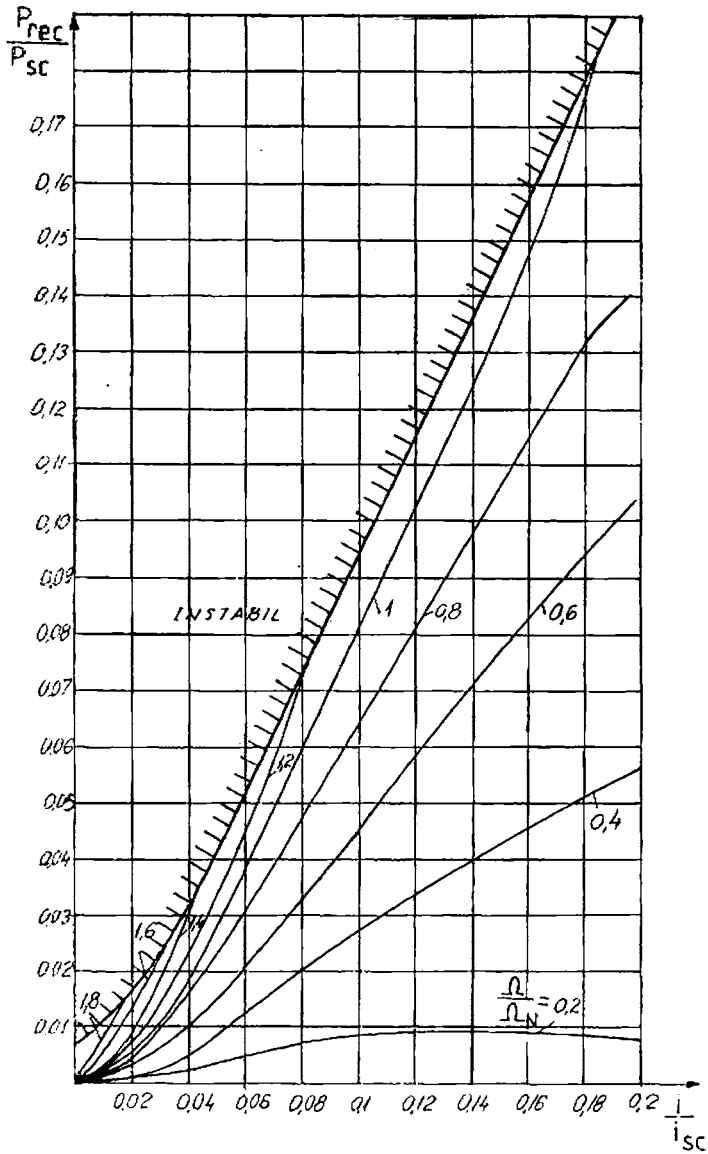


Fig. 3.29. Caracteristicile puterii medii recuperate, în funcție de curentul de frînare în valori relative, parametru turația, cu marcarea limitei de stabilitate.

de mașini cu aceeași caracteristică $u_e=f(i)$ dar, în general, la mașini diferite aspectul calitativ al rezultatelor din figura 3.29 se păstrează.

În cazul vehiculelor cu mai multe motoare, considerînd condițiile de aderență identice la osii, puterea recuperată se obține multiplicînd puterea recuperată medie corespunzătoare unui motor cu numărul de motoare ce funcționează în paralel pe același *VTC*.

Energia recuperată într-un interval de timp t_j multiplu de perioade de lucru a *VTC*, $t_j=nT$ cu $n\gg 1$, are expresia

$$W_{recj}=\int_0^{nT} u\cdot i_3(t)\,dt \tag{3.18}$$

echivalentă cu o relație mai simplă

$$W_{recj}=P_{recj}\cdot t_j, \tag{3.19}$$

și deci, în acest mod, calculul energiei recuperate s-a redus la determinarea unei puteri medii recuperate într-un interval de timp.

După cum s-a arătat, puterea medie recuperată depinde prin intermediul tensiunii electromotoare de turația mașinii și de parametrii comenzii variatorului. Pentru a determina intervalele t_j este necesar să se facă aproximarea în trepte a vitezei, pe baza caracteristicii $V=f(t)$ rezultate în urma procesului de frînare, figura 3.30. Calculul energiei recuperate în tot intervalul de frînare se reduce la efectuarea însumării

$$W_{rec}=\sum_{j=1}^{n} P_{recj}\cdot t_j. \tag{3.20}$$

Pentru calculul energiei recuperate este deci necesară cunoașterea parcursului, în scopul desfășurării în timp a procesului de frînare și caracteristicile puterii recuperate la diferite viteze.

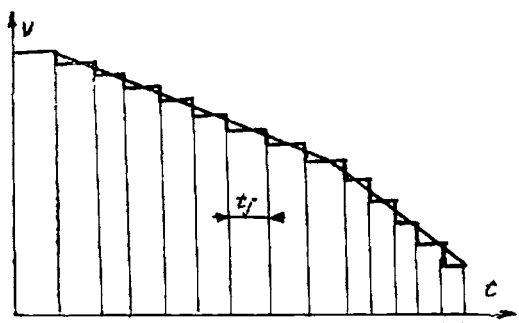


Fig. 3.30. Determinarea intervalelor t_j pentru calculul energiei recuperate.

Trebuie menționat că folosirea frînării recuperative este însoțită de efecte economice reale la tracțiunea electrică urbană. Astfel, după măsurătorile și calculele efectuate pe două linii de metrou [3.4, 3.10], tabelul 3.1, este posibilă evaluarea raportului dintre energia recuperată și cea cheltuită pentru un regim dat pe linie (în procente).

Tabelul 3.1

Efectele recuperării energiei în diverse situaţii

Vagoane cu patru motoare în paralel în regim de frînare recuperativă	Perechi vehicule/oră						Invertoare în substaţii
	18	24	32	36	40	44	
	1,32	2,28	7,55	13,8	13,6	16,6	32
	—	—	4,8	7,34	10	13 6	29

Se constată astfel că invertoarele în substaţii au cele mai bune efecte economice independent de traficul de pe linie dar dependent de profilul liniei. Preluarea energiei de către vehiculele de pe linie este puţin eficientă la un număr mic de vehicule pe linie sau chiar inexistentă. Efectul economic creşte cu densitatea traficului, rămînînd dependent de profilul liniei. Se vede că, chiar la un trafic dens, efectul economic este net inferior în lipsa invertoarelor din substaţii, datorită utilizării parţiale a energiei recuperabile.

4. INSTALAŢII ŞI ECHIPAMENTE ELECTROTERMICE INDUSTRIALE

4.1. ELEMENTE GENERALE ALE INSTALAŢIILOR ELECTROTERMICE

A. **Obţinerea energiei termice din energia electrică** se realizează în proporţie relativ mare în procese industriale, existînd unele aplicaţii în agricultură şi uzul casnic. Din consumul industrial de energie electrică, pînă la 35% corespunde proceselor electrotermice [4.7]. Energia electrotermică este utilizată în cele mai diverse procese industriale, ca de exemplu : *în industria metalurgică* la topirea metalelor, rafinarea metalelor, încălzirea semifabricatelor, sinterizarea şi turnarea continuă ; *în industria chimică* la reacţii chimice, încălzirea coloanelor şi recipienţilor, producerea şi prelucrarea materialelor plastice ; *în industria constructoare de maşini* la matriţare, forjare, uscare, călire, lipire, sudare ; *în industria extractivă* la reducerea minereurilor ; *în industria materialelor de construcţii* la topirea şi tratamentul sticlei ; *în industria electronică* la producerea semiconductoarelor ; *în industria lemnului* la uscarea lemnului şi a îmbinărilor încleiate ; *în industria celulozei şi hîrtiei* la uscări ; *în industria alimentară* la uscarea, prepararea şi sterilizarea produselor. Referitor la utilizarea energiei electrotermice în uzul casnic, echipamentele electrice de acest tip sînt utile la încălzirea locuinţelor, a apei la prepararea alimentelor etc.

Procesele în care energia termică (căldura) obţinută din energia electrică se întrebuinţează în anumite scopuri tehnologice

reprezintă *procese electrotermice.* Echipamentele sau dispozitivele utilizate pentru realizarea proceselor electrotermice, împreună cu sursele proprii de alimentare, aparatajul de punere în funcțiune și de reglare reprezintă *instalații electrotermice.*

Utilizarea instalațiilor electrotermice este caracterizată prin unele avantaje, în comparație cu instalațiile de încălzire cu flacără. Se pot obține temperaturi mai mari de 2 000 °C. Cerințele actuale tehnologice necesită uneori temperaturi foarte înalte, pînă la 20 000 K, care pot fi obținute numai în cuptoarele cu plasmă. Totodată, realizarea unor densități ridicate de putere 1 kW/cm^3 la cuptoarele cu rezistoare și inducție, 2—3 kW/cm^3 la cuptoarele cu arc, 100 kW/cm^3 la cuptoarele cu fascicul de electroni determină procese tehnologice de durată relativ scurtă. Temperatura poate fi reglată precis, existînd posibilitatea dozării căldurii după necesitățile procesului tehnologic. Spațiul de lucru fiind închis, tratamentul termic se poate realiza și în atmosfere controlate, gaze de protecție sau vid. Se poate asigura funcționarea intermitentă, instalația putînd fi adusă repede în stare de funcționare. Deoarece concentrarea energiei termice în materialele supuse încălzirii se face mai direct, funcționarea instalațiilor electrotermice este superioară, fiind caracterizată printr-un consum mai redus de energie termică. Există posibilitatea de mecanizare și automatizare complexă a funcționării instalațiilor electrotermice. Spațiul ocupat de aceste instalații este redus. Ele se construiesc la dimensiuni și forme variate, avînd în vedere diversitatea domeniilor de aplicare. Gama de puteri a acestor instalații este largă, de la cîteva sute de wați la aparatele electrice de uz casnic și de laborator, pînă la zeci de megawați în cazul cuptoarelor electrice industriale. La instalațiile electrotermice există posibilitatea de a cunoaște exact cantitatea de energie electrică consumată, care se transformă în căldură.

Transformarea energiei electrice în energie termică se poate face prin diferite procedee, din care unele sînt prezentate în mod schematic în figura 4.1.

Încălzirea cu rezistoare (cu elemente încălzitoare) poate fi *directă* sau *indirectă.* În cazul încălzirii directe, rezistorul este însuși materialul de încălzit, figura 4.1, *b.* La încălzirea indirectă, energia termică dezvoltată în rezistoare se transmite prin radiație, convecție și conducție materialului de încălzit, figura 4.1, *a. Cuptoarele electrice cu arc* se bazează pe transformarea energiei eletrice în energie termică la nivelul arcului electric. *La încălzirea directă cu arcul electric,* acesta se creează între electrod și materialul supus încălzirii, figura 4.1, *c.* La *încălzirea indirectă cu arcul electric,* acesta se formează între electrozi, încălzirea materialului, aflat la o anumită

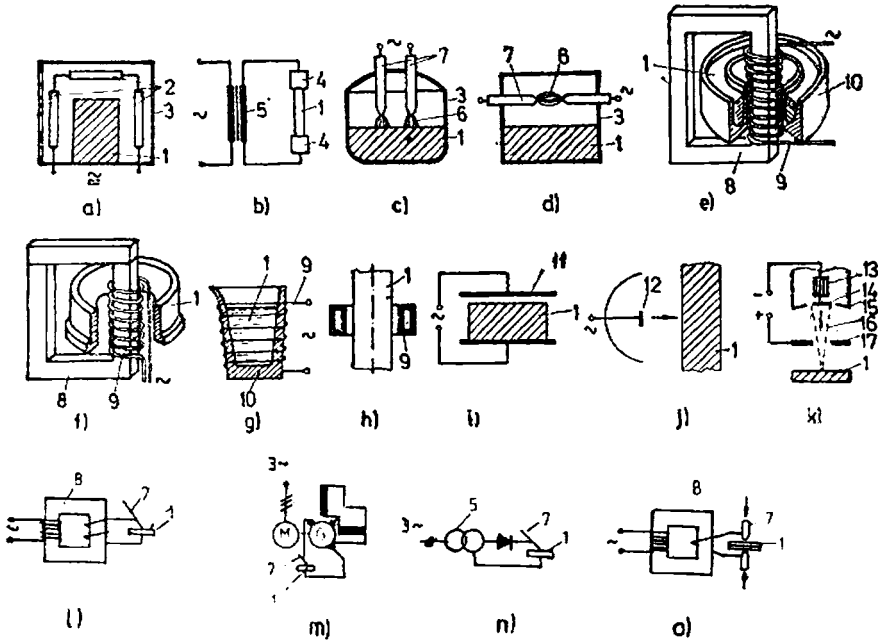


Fig. 4.1, *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*, *h*, *i*, *j*, *k*, *l*, *m*, *n*, *o*. Explicativă pentru transformarea energiei electrice în căldură :

1 — material de încălzit; 2 — rezistoare (elemente încălzitoare); 3 — camera cuptorului, izolație termică; 4 — contacte; 5 — transformator; 6 — arc electric; 7 — electrozi; 8 — miez feromagnetic; 9 — inductor; 10 — creuzet din material refractar; 11 — condensator electric; 12 — dipol radiant; 13 — dispozitiv de încălzire; 14 — catod; 15 — electrod de focalizare; 16 — flux de electroni; 17 — electrod de accelerare.

distanță de arc, se face prin radiație, figura 4.1, *d*. Cuptoarele electrice cu arc au atins puteri unitare de 80 MW la o capacitate de 400 tone. *Încălzirea prin inducție a metalelor* se bazează pe fenomenul inducției electromagnetice. La instalațiile de inducție alimentate cu energie electrică de la rețeaua de 50 Hz, miezul feromagnetic este din tole de oțel electrotehnic, figura 4.1, *e*, *f*. În cazul utilizării unor frecvențe înalte, structura instalațiilor de inducție rezultă din figura 4.1, *g*, *h*. *La încălzirea materialelor dielectrice*, energia electrică a sursei de alimentare se transmite materialului prin cîmpul electric de înaltă frecvență, figura 4.1, *i*. *Încălzirea în cîmp de microunde*, figura 4.1, *j*, și *încălzirea prin bombardament electronic* în vid, figura 4.1, *k*, reprezintă metode electrotermice

moderne. La încălzirea prin bombardament electronic este folosită energia cinetică a electronilor, care se transformă în căldură prin bombardarea locului de încălzire sau de îmbinare a pieselor, într-un vid înaintat, în jur de 0,1 N/m². În figura 4.1, *l*, *m*, *n*, se prezintă instalații de sudare electrică cu arc folosind transformator, generator rotativ de c.c., respectiv o sursă statică de c.c. În figura 4.1, *o*, este redată o instalație de sudare electrică prin presiune.

B. **Oportunitatea introducerii în exploatare a instalațiilor electrotermice** rezultă numai în urma unui studiu tehnico-economic care să justifice în raport cu particularitățile concrete ale unui proces tehnologic această folosire [1.8, 4.7, 4.24]. Fac excepție acele situații tehnologice, ca de exemplu cele care necesită temperaturi de peste 2 500 °C, când prezența echipamentelor electrotermice este obligatorie.

Compararea instalațiilor electrotermice cu soluții neelectrice — cuptoarele cu flacără —, nu trebuie redusă numai la costul energiei, care este mult mai mare în cazul energiei electrice, ci urmează ca tocmai prin întocmirea studiului tehnico-economic, care să cuprindă aspectele globale, să rezulte în final soluția tehnică optimă, electrică sau neelectrică de încălzire. În acest sens trebuie luate în considerare și următoarele aspecte:

a. *Proprietățile energiei electrice*: disponibilitate în orice loc și timp, la parametri necesari și ușor controlabili și la puteri foarte mari după necesitățile tehnologice. Posibilitatea de a obține energie electrică chiar și din combustibili de calitate inferioară.

b. *Avantajele echipamentelor electrotermice*: gabarite relativ reduse; încadrarea convenabilă în structura proceselor tehnologice, rezultînd economie de spațiu; reglajul precis și controlabil al temperaturii în spațiile de lucru, care pot fi dacă este necesar închise (atmosfere controlate, vid); funcționare complet automatizată în structuri cu calculatoare de proces pentru a asigura regimuri economice de funcționare; randamente bune la conversia energiei electrice în căldură; posibilitatea dezvoltării directe în materialul de tratat a căldurii necesare, în condițiile unor viteze mari de încălzire.

c. *Îmbunătățirea condițiilor microclimatului de lucru*, prin reducerea prafului, cenușii, zgurii; reducerea pierderilor termice spre mediul ambiant; reducerea zgomotului (cu excepția cuptoarelor cu arc și plasmă).

d. *Simplificarea unor procese tehnologice*, utilizarea mai rațională a materialelor, obținerea unor produse de calitate superioară în condițiile unei productivități mult mărită.

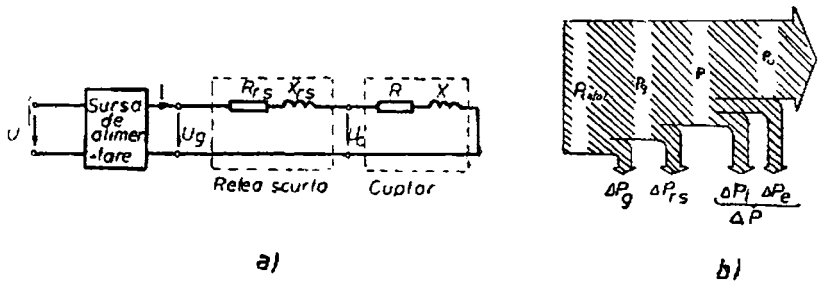


Fig. 4.2. Instalație electrotermică :
a — schema electrică; b — fluxul de putere.

e. Posibilitatea *recuperării căldurii* conținută în apa de răcire de la unele categorii de echipamente electrotermice și refolosirea utilă a acesteia în diverse scopuri tehnologice în corelare cu necesitățile locale. Această problemă are o pondere mare, de exemplu, la cuptoarele trifazate industriale cu arc electric, unități de foarte mare putere, la care trebuie asigurată răcirea intensivă a pereților exteriori pentru ca temperatura căptușelii interioare să nu depășească limita de înmuiere. Se folosesc soluții speciale de răcire, utilizînd procese de evaporare, temperatura aburului ajungînd pînă la 300 °C [4.24].

C. **Indicatori energetici.** Caracterizarea din punct de vedere energetic a instalațiilor electrotermice se face prin determinarea randamentului, factorului de putere, puterilor, consumului specific de energie și a productivității, ceea ce necesită cunoașterea bilanțurilor energiilor sau puterilor la nivelul echipamentului electrotermic, cît și la nivelul instalației electrotermice.

a. *Randamentul.* În figura 4.2 se prezintă schema electrică echivalentă a unei instalații electrotermice monofazată în care s-au notat : U — tensiunea rețelei de alimentare ; U_g — tensiunea generatorului de alimentare ; I — curentul absorbit de cuptor ; R_{rs}, X_{rs} — rezistența, respectiv reactanța rețelei scurte ; U_C — tensiunea de alimentare a cuptorului ; R, X — rezistența, respectiv reactanța elementelor de circuit ale cuptorului. În corelare cu această schemă se indică bilanțul puterilor active la nivelul instalației electrotermice, figura 4.2, *b*, în care s-au notat : P_{total} — puterea totală absorbită de instalația electrotermică ; P_g, ΔP_g — puterea respectiv pierderea de putere în sursa de alimentare ; ΔP_{rs} — pierderea în rețeaua scurtă ; P — puterea absorbită de cuptor ; ΔP_t, ΔP_e, ΔP — pierderile termice, electrice și totale ale cuptorului ; P_u — puterea utilă corespunzătoare energiei termice din materialul care se tratează termic.

Randamentul total, η_{total}, al instalației electrotermice este

$$\eta_{total} = \frac{P_u}{P_{total}} 100 = \frac{P_u}{P_u + \Delta P_g + \Delta P_{rs} + \Delta P_i + \Delta P_e} 100\,\%, \tag{4.1}$$

sau

$$\eta_{total} = \eta_g \cdot \eta_{rs} \cdot \eta_c \tag{4.2}$$

în care η_g este randamentul sursei de alimentare ; η_{rs} — randamentul rețelei scurte ; η_c — randamentul cuptorului.

Puterea utilă necesară încălzirii masei m [kg] a încărcăturii, de la temperatura inițială ϑ_i la temperatura finală ϑ_f, în timpul t [s] este

$$P_u = \frac{m \cdot c\,(\vartheta_f - \vartheta_i)}{t} = \frac{m \cdot i}{t}\ [\mathrm{W}], \tag{4.3}$$

în care c este căldura masică, în J/kg K, dependentă de material și de temperatură ; i — entalpia masică, în J/kg, dependentă de material și temperatură.

Randamentul cuptorului este

$$\eta_c = \frac{P_u}{P} 100 = \frac{P_u}{P_u + \Delta P_i + \Delta P_e} 100 \quad [\%], \tag{4.4}$$

sau

$$\eta_c = \eta_t \cdot \eta_e = \frac{P_u}{P_u + \Delta P_i} \cdot \frac{P_u + P_i}{P_u + \Delta P_i + \Delta P_e} 100 \quad [\%], \tag{4.5}$$

în care η_t este randamentul termic ; η_e — randamentul electric.

Pierderile termice în cuptor depind de soluția constructivă : sînt cele pentru încălzirea pereților incintei la temperatura de lucru ; prin pereții, orificiile și ușile cuptorului spre exterior ; pentru încălzirea instalațiilor auxiliare de susținere și transport a încărcăturii ; pentru încălzirea atmosferei din cuptor.

Randamentul electric al cuptorului include pierderile electrice din cuptor ; acestea se calculează în mod concret în corelare cu tipul și schema electrică a cuptorului, la nivelul căruia, după o anumită metodă, se asigură conversiunea energiei electrice în căldură, figura 4.1.

b. *Puteri, factori de putere, consumuri specifice de energie.* Puterea activă absorbită de cuptor este $P = RI^2$ (4.6) iar cea absorbită de instalația electrotermică $P_{total} = \frac{P_u}{\eta_{total}}$. (4.7)

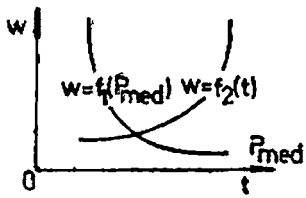


Fig. 4.3. Explicativă pentru variația consumului specific de energie electrică.

Pentru puterea reactivă a cuptorului avem

$$Q = XI^2, \tag{4.8}$$

iar la nivelul instalației electrotermice se obține

$$Q_{total} = Q + X_{rs} \cdot I^2 + Q_{go} - Q_c, \tag{4.9}$$

în care Q_{go} reprezintă puterea reactivă la funcționarea în gol a sursei de alimentare; Q_c — puterea condensatoarelor necesare compensării factorului de putere.

Pentru factorul de putere al cuptorului și instalației electrotermice, elementele sînt analizate la § 1.2.

Consumurile specifice de energie electrică, la nivelul cuptorului și instalației electrotermice, rezultă din relațiile

$$w = \frac{P \cdot t}{m} = \frac{t}{\eta_c} \tag{4.10}$$

respectiv

$$w_{total} = \frac{P_{total} \cdot t}{m} = \frac{t}{\eta_{total}}. \tag{4.11}$$

Pentru informare, în tabelul 4.1 se arată unii indicatori energetici ai cuptoarelor electrice uzuale. Variația consumului specific de energie electrică w în funcție de durata procesului tehnologic t și de putere medie a cuptorului P_{med} este prezentată în figura 4.3. Rezultă necesitatea unor procese tehnologice de scurtă durată și a unor cuptoare de putere mare.

D. **Materialele de construcție.** Materialele utilizate la construcția cuptoarelor electrice sînt în principal *materiale refractare* și *materiale termoizolante* [4.1, 4.7, 4.22].

a. *Materialele refractare* se folosesc la construcția căptușelilor interioare ale camerei sau băii cuptorului. Au temperatura maximă de lucru ridicată, 1 400—2 000 °C, rezistență mecanică la temperaturi înalte, suportă variații de temperatură fără a se fisura, nu intră în combinații chimice cu materialul sau atmosfera din cuptor, au conductivitatea termică (1—20 W/mK) și căldura masică reduse pentru a limita pierderile termice, prezintă o rezistivitate electrică mare pentru a fi izolatoare din punct de vedere electric. Aceste materiale se folosesc sub formă de cărămizi, blocuri, tuburi sau praf. Exemple de materiale refractare sînt silica, șamota, argila refrac-

Tabelul 4.1

Indicatori energetici ai cuptoarelor electrice

Indicatori	Cuptor cu rezistoare			Cuptor cu arc pentru elaborarea oțelului	Cuptor de reducere cu arc și rezistență	Cuptor cu inducție			
	Încălzire directă	Încălzire indirectă	Topire			Creuzet	Canal	Încălzire în profunzime	Cuptor dielectric
Randamentul termic η_t	0,85—0,95	0,7—0,95	0,7—0,8	0,65—0,8		0,75—0,9	0,5—0,85	0,85—0,9	$\simeq 1$
Randamentul electric η_e	0,95	$\simeq 1$	0,9	0,8—0,93		0,6—0,8	0,9—0,95	0,55—0,8	
Randamentul cuptorului η_c	0,8—0,95	0,7—0,95	0,6—0,7	0,5—0,73	0,75—0,85	0,45—0,72	0,45—0,8	0,5—0,8	0,3—0,6
Factorul de putere $\cos\varphi$	0,3—0,9	0,9—1	0,9—1	0,7—0,85	0,87—0,93	0,05—0,4	0,4—0,8	0,15—0,6	

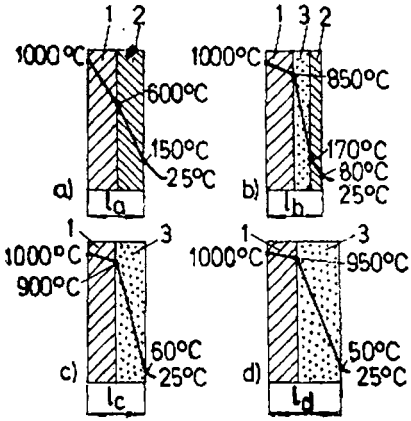


Fig. 4.4. Eficienţa stratului de izolaţie termică.

tară sau alumina şi mulita, magnezita şi cromomagnezita, cărbunele şi grafitul, carborundul (SiC) şi compuşi ai zirconiului.

În categoria materialelor refractare pot fi cuprinse şi materialele cu rezistenţa mecanică mare, utilizate la confecţionarea dispozitivelor pentru susţinerea sau deplasarea încărcăturii din cuptor (creuzete, benzi transportoare, plăci de vatră, piese de fixare a elementelor încălzitoare). Materialele refractare cu rezistenţă mecanică mare se obţin prin alierea oţelului sau a fontei cu crom sau crom-nichel.

b. *Materialele termoizolante* sînt folosite la zidăria cuptoarelor, sub forma unui strat exterior, dimensionat astfel ca temperatura suprafeţei exterioare a carcasei metalice a cuptorului să nu depăşească limita stabilită prin normative. Proprietăţile acestor materiale sînt: temperatura de lucru 250—1 300 °C, conductivitatea termică deosebit de redusă (0,03—0,4 W/mK) şi densitatea mică (0,15—0,7 kg/dm^3), pentru a nu supraîncărca mecanic construcţia cuptorului şi a limita căldura înmagazinată în stratul de izolaţie. Exemple de materiale termoizolante folosite curent în practică sînt diatomitul şi silico-alumina (sub formă de cărămizi, praf), azbestul şi azbocimentul (carton, plăci), vata de zgură, de sticlă şi minerală.

Caracteristici şi performanţe ale unor materiale refractare şi de izolaţie termică sînt date în literatură [4.1, 4.7, 4.24].

c. *Optimizarea sub aspect tehnico-economic a structurii pereţilor cuptoarelor electrice*, care în general sînt formaţi din 1—3 straturi este prezentată la § 1.1.4.2.

În figura 4.4 se arată posibilitatea reducerii pierderilor de căldură prin introducerea stratului de izolaţie termică 3, avînd diferite grosimi. Considerînd 100% pierderile de căldură pentru situaţia din figura 4.4, *a*, la care peretele este format *numai* dintr-un strat de cărămizi de şamotă 1 şi cărămizi simple 2, rezultă o micşorare a pierderilor de căldură la 33%, 21% şi 14% pentru situaţiile constructive din figura 4.4, *b*, *c*, *d*. Se menţionează că $l_a = l_b = l_c < l_a$.

4.2. ÎNCĂLZIREA ŞI SUDAREA ELECTRICĂ PRIN REZISTENŢĂ

4.2.1. CUPTOARE ELECTRICE ŞI APARATE ELECTROTERMICE CU REZISTOARE PENTRU ÎNCĂLZIREA INDIRECTĂ

La cuptoarele cu încălzire indirectă, căldura dezvoltată prin efect Joule-Lenz în *elementele încălzitoare — rezistoarele cuptorului* se transmite prin convecţie şi radiaţie termică încărcăturii, iar în interiorul încărcăturii se propagă prin conducţie termică. În prezent există în exploatare o mare varietate de tipuri constructive de cuptoare electrice cu încălzire indirectă, utilizate ca şi cuptoare pentru tratamente termice şi încălziri, cuptoare pentru topirea metalelor şi aliajelor, cuptoare de laborator, aparate pentru încălzirea electrică a locuinţelor [4.1, 4.7, 4.12, 4.15, 4.22, 4.24].

A. **Rezistoare**

a. Materialele rezistoarelor lucrează în zona temperaturilor înalte şi trebuie să prezinte următoarele proprietăţi:

Stabilitate chimică la temperatura maximă de lucru a rezistorului $\vartheta_{r\ max}$, condiţionată de temperatura admisibilă $\vartheta_{r\ max} < \vartheta_{r\ adm}$. La temperatura admisibilă intervin fenomene intense de oxidare şi volatilizare a materialului rezistorului, reducîndu-se durata de viaţă sub valoarea nominală (10 000—20 000 de ore). Stabilitatea chimică depinde şi de natura atmosferei din cuptor; stabilitate mecanică la temperatura maximă de lucru; rezistivitate mare, pentru a reduce cantitatea de material necesar; coeficientul de temperatură al rezistivităţii să fie mic, pentru ca rezistenţa să nu varieze mult cu temperatura şi implicit puterea absorbită de cuptor în starea rece şi caldă; materialul să nu îmbătrînească, evitîndu-se ca prin creşterea rezistenţei electrice datorită îmbătrînirii să scadă puterea cuptorului; coeficientul de dilatare să fie mic, pentru a nu provoca dificultăţi constructive; să fie ieftine, uşor de procurat şi să permită prelucrarea lor mecanică în scopul obţinerii formei necesare.

Materiale care să corespundă în mare măsură condiţiilor precizate sînt aliajele pe bază de Cr—Ni, Cr—Ni—Fe, Cr—Al—Fe (kanthal), carborund (silită) şi disiliciură de molibden; temperaturile de lucru sînt cuprinse între 700—1 500 °C, în funcţie de tipul aliajului şi regimul continuu sau intermitent de funcţionare. Se

mai utilizează cărbunele și grafitul, pînă la 2 600 °C, iar în construcția cuptoarelor cu atmosferă controlată sau vid se folosesc platina (1 500 °C), molibdenul (2 000 °C), tantalul (2 500 °C) și wolframul (2 700 °C). Precizări referitoare la domeniile de utilizare, soluțiile constructive de prezentare (cu secțiune transversală circulară sau dreptunghiulară) și modurile de fixare pe pereții cuptoarelor, care să satisfacă cerințe mecanice, cît mai ales cele ale contactelor electrice, deoarece rezistoarele se alimentează cu curenți mari, caracteristicile fizico-chimice și alte detalii tehnologice sînt prezentate în [4.1, 4.7, 4.24].

b. *Cantitatea de căldură dezvoltată* la trecerea curentului electric printr-un rezistor, confecționat din materiale metalice și nemetalice, corespunde efectului Joule-Lenz

$$Q = I^2 R t = \frac{U^2}{R} t \ [\mathrm{J}], \tag{4.12}$$

unde: I — este curentul electric, în A; $R = \rho \frac{L}{s}$ — rezistența electrică a rezistorului, în Ω; ρ — rezistivitatea materialului rezistorului la temperatura de lucru, în Ωm; L — lungimea rezistorului, în m; s — secțiunea transversală a rezistorului, în m^2; t — durata încălzirii, în s; U — tensiunea de alimentare, în V.

Pentru stabilirea principalelor dimensiuni ale rezistorului, lungimea L și secțiunea s, se consideră sistemul de ecuații format din ecuația care precizează puterea specifică de radiație și de convecție și ecuația parametrilor electrici. Considerînd mărimile pe fază avem

$$p = \frac{P}{S} \text{ și respectiv } P = \frac{U^2}{R}, \tag{4.13}$$

în care P este puterea absorbită de rezistor, corespunzătoare căldurii dezvoltate Q (relația 4.12), în W; $p = \frac{P}{S}$ — puterea specifică radiată de rezistor, în $\frac{W}{m^2}$; S — suprafața laterală a rezistorului, în m^2.

Datele inițiale de calcul sînt: temperatura la care trebuie încălzită încărcătura, masa acesteia și tensiunea de alimentare a cuptorului. Temperatura de lucru a rezistorului trebuie să fie mai mare decît temperatura încărcăturii cu 2—10%, însă va fi inferioară temperaturii sale admisibile $\vartheta_{r\ adm}$ impusă de felul materialului din care este confecționat. Alegînd materialul rezistorului, înseamnă că și puterea specifică admisibilă p este cunoscută.

Dacă rezistorul se confecționează din sîrmă rotundă cu diametrul d, sistemul de ecuații (4.13) devine

$$p = \frac{P}{\pi d L} \quad \text{și} \quad P = \frac{U^2 \pi d^2}{4\rho L}, \tag{4.14}$$

de unde

$$d = \sqrt[3]{\frac{4\rho P^2}{\pi^2 U^2 p}} \tag{4.15}$$

și

$$L = \sqrt[3]{\frac{PU^2}{4\pi\rho p^2}}. \tag{4.16}$$

Dacă rezistorul se confecționează din bandă dreptunghiulară la dimensiuni g și l, astfel că $l = ng$, sistemul de ecuații (4.13) devin

$$p = \frac{P}{2g(n+1)L} \quad \text{și} \quad P = \frac{U^2 n g^2}{L\rho}, \tag{4.17}$$

de unde

$$g = \sqrt[3]{\frac{P^2}{2pU^2 n(n+1)}} \tag{4.18}$$

și

$$L = \sqrt[3]{\frac{nPU^2}{4\rho p^2 (n+1)^2}}. \tag{4.19}$$

B. Tipuri de cuptoare și elemente constructive

Funcționarea acestor instalații electrotermice poate fi *continuă* și *intermitentă*. La cuptoarele cu funcționare continuă, materialele care se încălzesc se deplasează în mod continuu sau periodic, în interiorul cuptorului, de la intrare spre ieșire, figura 4.5. Ele se caracterizează printr-o productivitate mai mare și consum specific de energie redus. La cuptoarele cu funcționare intermitentă, materialele nu își modifică poziția în timpul cît se găsesc în cuptor. Ciclul de funcționare cuprinde încărcarea, tratamentul termic în cuptor și descărcarea, figura 4.6.

Puterea cuptoarelor electrice cu rezistoare poate fi pînă la $10^2 - 10^3$ kW. Problema exploatării lor raționale, sub aspectul economiei de energie electrică impune mărirea productivității cuptoarelor, reducerea pierderilor de căldură, folosirea căldurii pieselor încălzite, mecanizarea și automatizarea funcționării cuptoarelor. Pentru a îmbunătăți randamentul cuptoarelor electrice cu rezistoare, pereții trebuie astfel dimensionați încît pierderile de căldură să fie reduse.

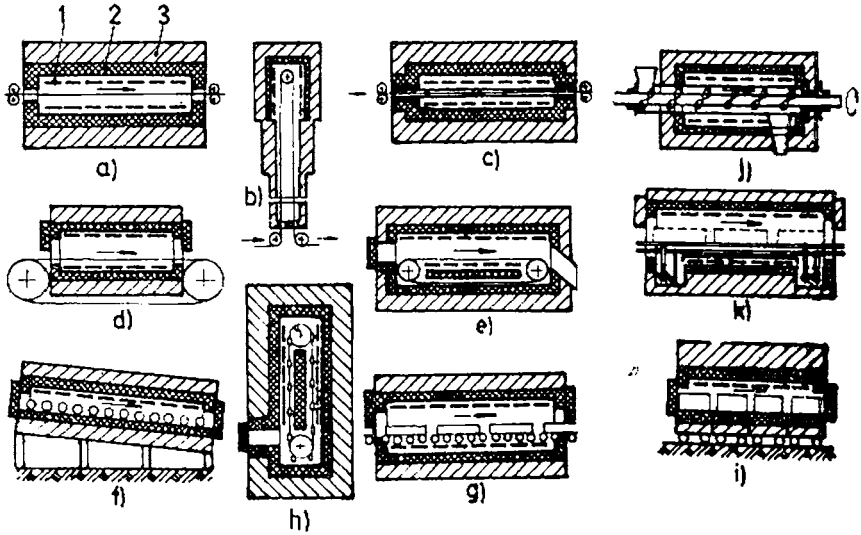


Fig. 4.5, *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*, *h*, *i*, *j*, *k*. Cuptoare electrice cu rezistoare cu funcționare continuă :
a — orizontal; b — turn; c — orizontal cu tub de protecție; d — cu bandă sau cu lanț; e — cu bandă sau cu lanț interior; f, g — cu role; h — elevator vertical cu cupe; i — tunel cu vatră mobilă; j — cu transportor elicoidal; k — cu grătar oscilant; 1 — rezistor; 2 — strat refractar; 3 — strat de izolație termică.

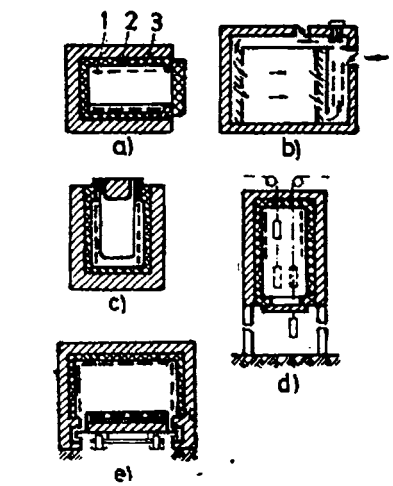


Fig. 4.6, *a*, *b*, *c*, *d*, *e*. Cuptoare electrice cu rezistoare cu funcționare intermitentă:
a — cu cameră; b — cu cameră și circulație de aer creată cu ajutorul unui ventilator; c — cu creuzet pentru încărcătură; d — turn; e — cu vatră mobilă; 1 — rezistor; 2 — strat refractar; 3 — strat de izolație termică.

După temperatura în funcționare, cuptoarele pot fi de temperatură joasă (sub 600 °C), medie (600—1 200 °C) și înaltă (peste 1 200 °C). *În cuptoarele cu temperatura de funcționare pînă la 650 °C rolul preponderent în procesul transmiterii căldurii îl are convecția. Peste această temperatură schimbul de căldură din spațiul cuptorului se realizează prin radiație.* De exemplu, în cuptoarele cu temperatura de funcționare de 800 °C schimbul de căldură prin convecție naturală reprezintă doar 5% din cantitatea totală cedată de rezistoare pieselor care se încălzesc.

Cuptoarele electrice cu rezistoare avînd temperatura de funcționare sub 400 °C au pereții formați numai din stratul de izolație termică, care este consolidat în interior și în exterior cu ajutorul unor carcase metalice. Cuptoarele care funcționează la temperatura de 400—1 000 °C posedă stratul de izolație termică și un strat de material refractar.

Cuptoarele cu temperatura de funcționare în jur de 1 200 °C au zidăria din trei straturi. Unul, din material refractar compact, al doilea din material refractar ușor, iar al treilea din material de izolație termică. La cuptoarele cu temperatura de lucru foarte ridicată, cu vid sau atmosferă protectoare, se recomandă înlocuirea zidăriei refractare cu ecrane de cărbune, grafit, molibden, wolfram.

Partea superioară a cuptoarelor, mai ales la deschideri mari, se execută sub formă de boltă, cu scopul de a asigura rezistență mecanică corespunzătoare. Consolidarea construcției cuptorului și etanșeitatea se asigură prin carcasa metalică exterioară. Este indicat ca aceasta să se acopere cu un *strat de vopsea de aluminiu, ceea ce reduce coeficientul de transmitere a căldurii de la cuptor la mediul exterior și deci scad pierderile de căldură.*

Pentru cuptoarele electrice cu rezistoare, de tip cameră, care sînt utilizate în practica industrială, s-a stabilit o legătură între puterea lor și volumul camerei, figura 4.7.

Cu referire la funcționarea economică a cuptoarelor electrice cu rezistoare se fac precizări în figura 4.8, în care s-a indicat *valoarea optimă a coeficientului de umplere al camerei cuptorului.*

C. **Instalația electrică și reglarea temperaturii la cuptoarele cu rezistoare.** Cuptoarele electrice cu rezistoare sînt alimentate: direct din rețeaua trifazată de joasă tensiune, la puteri sub 50 kW, modificarea puterii realizîndu-se cu autotransformatoare sau cu variatoare de tensiune alternativă cu tiristoare; din rețeaua de medie tensiune, sub 20 kV la puteri mari, prin transformatoare cu prize de reglaj a tensiunii.

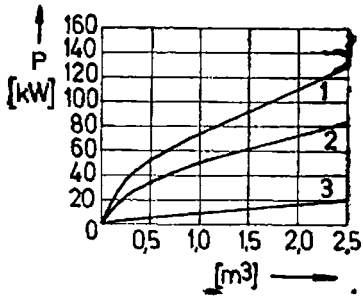


Fig. 4.7. Variația puterii cuptorului cu volumul camerei pentru diferite temperaturi de funcționare:
1 — $\vartheta > 1\,000$ °C; 2 — $\vartheta < 1\,000$ °C; 3 — $\vartheta < 300$ °C.

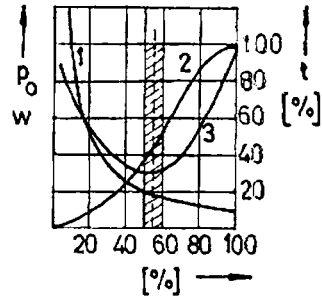


Fig. 4.8. Explicativă pentru determinarea coeficientului de umplere al camerei cuptorului: 1 — pierderi specifice în gol p_0(kW/kg); 2 — durata de încălzire t(%); 3 — consumul specific de energie electrică w(kWh/kg).

Modificarea tensiunii de alimentare a cuptorului în vederea modificării puterii absorbite și ca urmare a temperaturii din camera cuptorului poate fi realizată prin: schimbarea raportului de transformare al transformatorului cu ajutorul unui comutator de prize sub sarcină, comutarea conexiunii primare a transformatorului (Δ/λ), utilizarea autotransformatorului cu contacte alunecătoare, utilizarea amplificatoarelor magnetice conectate în serie cu cuptorul, folosirea tiristoarelor în scheme de variatoare de tensiune alternativă.

a. *Rezistoarele cuptorului sînt împărțite în trepte.* În figura 4.9 se exemplifică unele posibilități de modificare în trepte a puterii absorbite; s-a notat cu 100% puterea absorbită la prima treaptă Comutarea treptelor se realizează prin contactoare.

b. Prezența amplificatoarelor magnetice este favorabilă sub aspectul pierderilor de putere relativ reduse, însă factorul de putere al instalației devine mai mic și trebuie compensat. La o tensiune constantă de alimentare U, expresia puterii cuptorului avînd conectat în serie un reostat reglabil sau o bobină cu saturație este

$$P = \frac{U^2}{R+r} < \frac{U^2}{R} \qquad (4.20)$$

și

$$P = \frac{U^2 \cos^2 \varphi}{R} < \frac{U^2}{R}, \qquad (4.21)$$

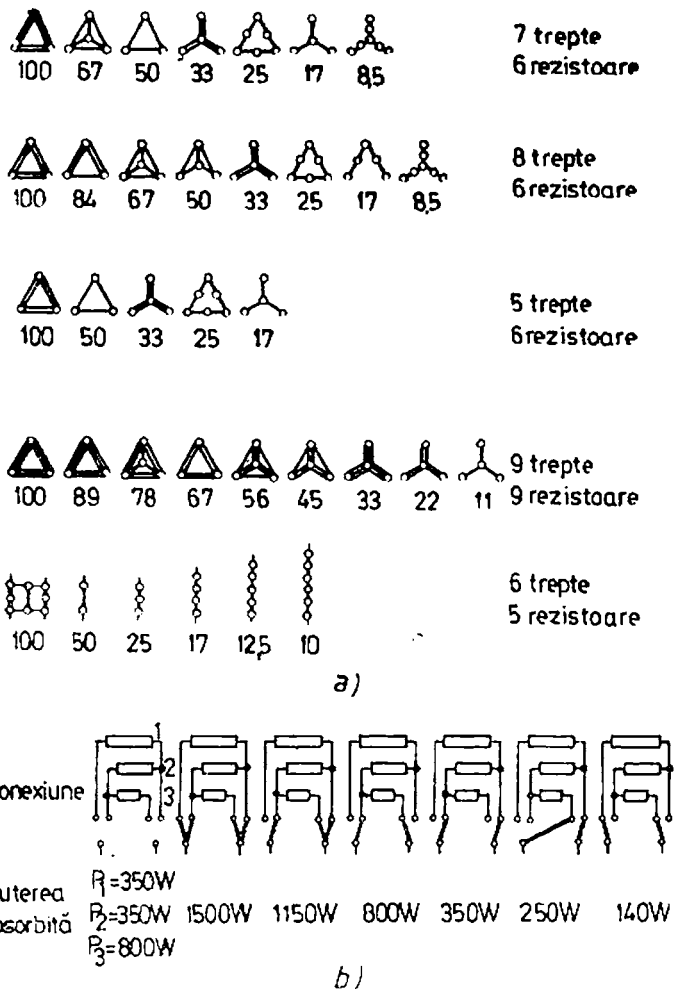


Fig. 4.9, *a*, *b*. Explicativă pentru formarea unor trepte ale rezistenței rezistorului :

a — echipamente industriale de puteri mari; b — echipamente de putere redusă (plite electrice).

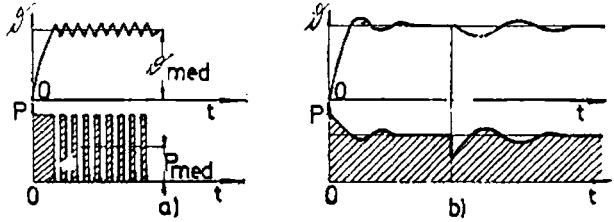


Fig. 4.10, *a*, *b*. Reglarea temperaturii cu: a — regulatoare bipoziționale; b — regulatoare continue.

în care R este rezistența electrică a rezistorului cuptorului; r — rezistența electrică a reostatului conectat în serie cu cuptorul; $\cos\varphi$ — factorul de putere.

Relația (4.21) presupune că s-au neglijat pierderile de putere în rezistența bobinei amplificatorului magnetic.

c. Sistemele actuale de reglaj automat a temperaturii cuptoarelor cu rezistoare folosesc:

— *Regulatoare bipoziționale sau cu sistem binar* (reglaj în limitele $\pm 5 - \pm 10$ °C) la care mărirea preciziei de reglaj necesită frecvențe mari de conectare-deconectare, limitate în cazul folosirii comutatoarelor mecanice, figura 4.10, *a*.

— *Regulatoare continue*, de tip *P*, *PI* sau *PID*, acționează asupra comenzii reactanțelor saturabile sau a tiristoarelor variatoarelor, permițînd un reglaj precis al temperaturii și urmărirea unui anumit regim termic, figura 4.10, *b*.

Variatoarele de tensiune alternativă folosite pentru reglarea puterii cuptoarelor electrice cu rezistoare pot fi:

— *Variatoare cu întreruperea periodică a alimentării*, conectarea și deconectarea cuptorului se face la trecerea naturală a tensiunii prin zero. Cuptorul este alimentat, în mod periodic, cu un număr variabil $(n-k)\,\pi$ de semiunde, figura 4.11.

Factorul de comandă k permite reglajul în trepte al puterii între valoarea zero (pentru $k=n$) și valoarea nominală $P_N = U \cdot I_N$.

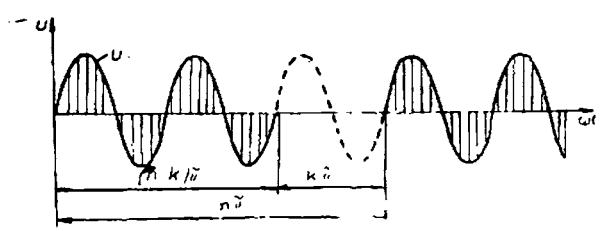


Fig. 4.11. Explicativă pentru întreruperea periodică a alimentării.

Variațiile puterii P, tensiunii U_c și curentului cuptorului I se exprimă prin relațiile [4.7], figura 4.2

$$\frac{P}{P_N} = 1 - \frac{k}{n}, \tag{4.22}$$

$$\frac{U_C}{U} = \sqrt{\frac{P}{P_N}} = \sqrt{1 - \frac{k}{n}}, \tag{4.23}$$

$$I = \frac{P}{U_C} = \frac{P_N}{U}\sqrt{1 - \frac{k}{n}}. \tag{4.24}$$

Avantajele acestui tip de variator, influență redusă asupra rețelei de alimentare și lipsa consumului de putere reactivă, au determinat utilizarea în exploatare și la puteri mari de 200 kW — varianta monofazată și 600 kW — varianta trifazată.

Variatoare de tensiune alternativă cu tiristoare cu comandă continuă a unghiului α *de deschidere a celor două tiristoare,* funcționînd în mod simetric, în montaj antiparalel. Expresiile puterii, tensiunii și curentului pentru un cuptor monofazat sînt

$$\frac{P}{P_N} = 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha, \tag{4.25}$$

$$\frac{U_C}{U} = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha}, \tag{4.26}$$

$$I = \frac{P_N}{U}\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi}\sin 2\alpha}, \quad \alpha \in (0,\ \pi). \tag{4.27}$$

Acest tip de variator prezintă din punct de vedere energetic dezavantaje, deoarece produce armonice superioare de ordinul 3, 5, 7 etc., influențînd rețeaua de alimentare. Totodată consumul de putere reactivă este important la puteri mari.

4.2.2. CUPTOARE ELECTRICE CU RADIAȚII INFRAROȘII

Radiațiile infraroșii sînt radiații electromagnetice a căror lungime de undă este cuprinsă între 0,76 μm pînă la aproximativ 200 μm. *Zona spectrală cuprinsă între* 0,76—10 μm, *prezintă un interes deosebit pentru aplicațiile industriale ale încălzirii și uscării cu radiații infraroșii.* Deoarece aproape toate corpurile posedă una

sau mai multe benzi de absorbție în domeniul infraroșu, radiațiile din spectrul infraroșu sînt denumite și radiații termice. Încălzirea cu radiații infraroșii se bazează pe proprietatea corpurilor de a prelua energia acestor radiații și a o transforma în energie de oscilații a moleculelor și atomilor din corpurile respective, energie care determină încălzirea corpurilor. Domeniile de utilizare ale radiațiilor infraroșii sînt multiple și ele s-au diversificat [4.13, 4.17].

A. **Comportarea materialelor în cîmpul de radiații infraroșii.** Factorul de absorbție al materialelor nu este o mărime constantă. Valoarea sa pentru o anumită lungime de undă este cu atît mai mare cu cît frecvența radiației, corespunzătoare lungimii respective de undă, este mai apropiată de o frecvență proprie de rezonanță a moleculelor corpului iradiat. În figura 4.12 se prezintă variația factorului de absorbție a unui strat subțire de apă în funcție de lungimea de undă. Energia radiației incidente contribuie la creșterea energiei cinetice a moleculelor și atomilor corpului respectiv, ceea ce determină încălzirea acestuia. *Instalațiile de încălzire și uscare cu radiații infraroșii prezintă un randament optim al încălzirii și deci un consum minim de energie electrică atunci cînd lungimea de undă a maximului energiei radiante coincide cu lungimea de undă a maximului de absorbție a corpului supus încălzirii.* În figura 4.13 se prezintă o soluție pentru alegerea unei surse de radiații infraroșii în funcție de cerințele materialului supus încălzirii. Temperatura corpului expus radiațiilor infraroșii tinde către o valoare maximă determi-

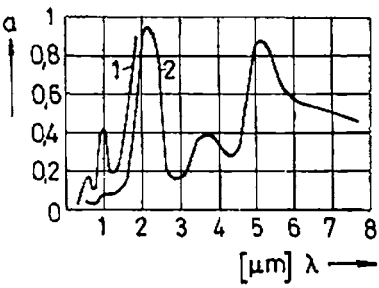


Fig. 4.12. Variația factorului de absorbție pentru un strat de apă cu grosimea de: 1 — 0,05 mm; 2 — 0,01 mm.

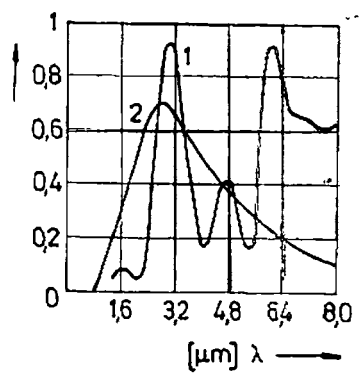


Fig. 4.13. Explicativă pentru alegerea sursei de radiații infraroșii:
1 — spectrul de absorbție al unui strat de apă; 2 — spectrul de emisie al sursei.

nată de densitatea fluxului de energie radiantă (valori orientative, 0,5—5 W/cm²), factorul de absorbție al corpului și temperatura mediului ambiant. Masa corpului încălzit influențează durata încălzirii. Coeficienții de absorbție, reflexie și transmisie în infraroșu pentru un corp dintr-un anumit material depind de lungimea de undă și de unghiul de incidență a radiației, de culoarea și gradul de prelucrare a suprafeței, de grosimea și temperatura materialului.

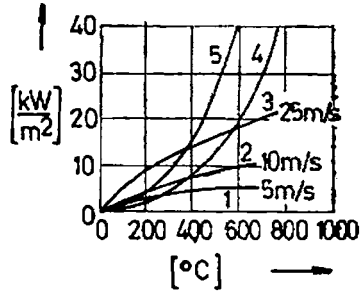


Fig. 4.14. Transmiterea fluxului termic prin convecție pentru diferite viteze ale curentului de aer (curbele 1, 2, 3) și prin radiație pentru corpuri avînd factorul de absorbție 0,4 și 0,8 (curbele 4, 5).

Transmiterea căldurii prin radiație este superioară transmiterii căldurii prin convecție, dacă diferența de temperatură depășește aproximativ 450 °C. În figura 4.14 s-a reprezentat pe abscisă diferența de temperatură dintre corp și aer, la transmiterea căldurii prin convecție, respectiv dintre corp și radiator, la transmiterea căldurii prin radiație. Temperatura pînă la care se poate încălzi corpul prin radiație este superioară temperaturii de încălzire prin convecție.

B. **Sursele electrice de radiații infraroșii** conțin în principal un rezistor, care se încălzește la o anumită temperatură prin procesul de transformare a energiei electrice în energie termică. Astfel de surse prezintă un *spectru continuu de radiație*. *Sursele luminoase* sînt acelea care conțin un filament din wolfram încălzit la temperaturi ridicate 2 200 K și emit în intervalul de lungime de undă 0,5—2 μm. Emisia radiațiilor infraroșii este însoțită și de radiații vizibile. Sursele luminoase de radiații infraroșii sînt realizate pe principiul lămpii electrice cu incandescență. Sursele la care rezistorul-sîrmă Cr—Ni se încălzește pînă la o temperatură în jur de 700 °C emit radiații cu lungimea de undă mai mare între 0,8—10 μm, sînt denumite *surse întunecate*. Energia radiată în unitatea de timp, pe toate lungimile de undă, de către unitatea de suprafață a radiatorului este mai mare la sursele luminoase. Ca urmare, la aceeași putere radiată aceste surse se construiesc cu o suprafață de radiație mai mică. Radiatoarele întunecate sînt în principal de două categorii: tubulare, cu carcasă metalică și ceramice. Atît tubul metalic, cît și masa ceramică acoperă elementul încălzitor și au rolul de radiator secundar. Caracteristici ale radiatoarelor ceramice sînt date în literatură [4.7, 4.24].

Pentru utilizarea raţională a radiaţiilor emise de surse în corelare cu particularităţile procesului tehnologic, acestea pot fi dirijate într-un fascicul concentrat asupra corpurilor supuse tratamentului. De asemenea, în cazul unei surse cu o suprafaţă radiantă mică, dacă este util aceasta se plasează în centrul sau pe axa optică a unui reflector, care să-i mărească aparent suprafaţa.

C. **Aplicaţii ale încălzirii şi uscării cu radiaţii infraroşii.** O importantă utilizare a radiaţiilor infraroşii se referă *la uscarea lacurilor şi a vopselelor* aplicate pe metale sau pe alte materiale. În figura 4.15 se prezintă transmiterea radiaţiilor infraroşii printr-un strat de lac. Situaţia practică implică prezenţa unui suport metalic pe care este aşezat stratul de lac sau cel de vopsea. Dacă lacul are un factor de absorbţie redus (lac incolor în strat subţire) şi suportul are un factor de absorbţie mare intervine încălzirea prin absorbţia radiaţiilor în stratul de lac, la care se adaugă încălzirea prin conducţie de la suportul metalic, figura 4.16, *a*. În acest caz încălzirea lacului se face în toată masa sa din interior spre exterior, rezultînd o uscare rapidă şi de bună calitate. Dacă nu intervine o absorbţie puternică nici în stratul de lac şi nici în suportul metalic, stratul de lac se va încălzi puţin, figura 4.16, *b*.

Dacă stratul de lac este puternic absorbant, radiaţiile produc o repartiţie de temperatură de felul celei din figura 4.15, *b*, rolul suportului metalic fiind neglijabil.

În cadrul instalaţiilor cu radiaţii infraroşii intervin elemente metalice. În general, factorul de reflexie al metalelor creşte cu lun-

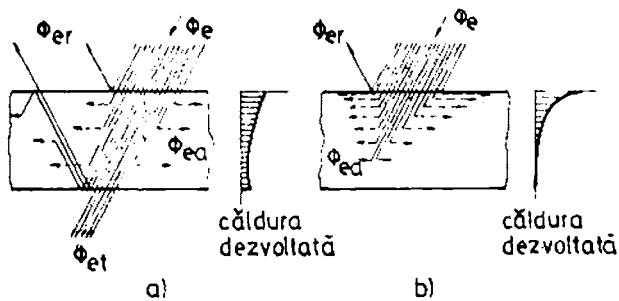


Fig. 4.15. Dezvoltarea căldurii în stratul de lac cu factor de absorbţie mic (a) şi mare (b) :
Φ_e — fluxul energetic absorbit; Φ_{ea} — fluxul energetic absorbit; Φ_{er} — fluxul energetic reflectat; Φ_{et} — fluxul energetic transmis.

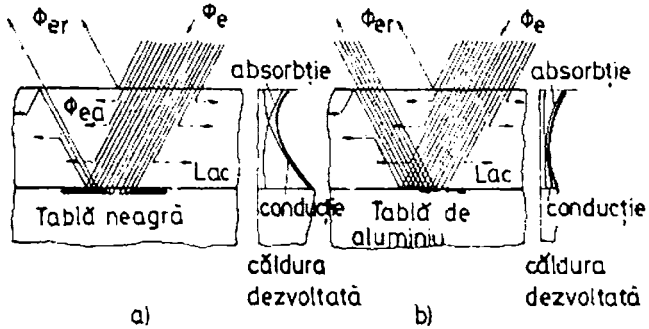


Fig. 4.16. Explicativă pentru rolul suportului metalic în procesul de încălzire al stratului de lac așezat pe: a — tablă neagră; b — tablă de aluminiu.

gimea de undă. Aurul, argintul, cuprul și aluminiul au un factor de reflexie mare în infraroșu. Pe aceasta se bazează *utilizarea argintului ca oglindă în vasele termoizolante și cea a cuprului și aluminiului ca reflectoare la lămpile cu radiații infraroșii.* Nichelul nu reflectă bine radiațiile infraroșii, iar oțelul și fonta au factori de reflexie mai reduși ca nichelul. Aluminiul prezintă o reducere a factorului de reflexie în domeniul infraroșu datorită peliculei de oxizi ce se formează pe suprafața lui.

În prezent, instalații cu radiații infraroșii sînt introduse în cadrul celor mai diverse procese tehnologice ale industriei încălțămintei, alimentare, chimico-farmaceutice, textile, a lemnului, construcțiilor de mașini etc. De asemenea, radiațiile infraroșii sînt utilizate în sectorul zootehnic la creșterea animalelor și păsărilor tinere, precum și în tratamente medicale. Cuptoarele cu radiații infraroșii sînt în general simple și necesită investiții relativ reduse. Funcționarea acestor instalații asigură condiții îmbunătățite și performanțe superioare față de instalațiile care folosesc aburul. Uscarea și încălzirea cu radiații infraroșii permite un reglaj continuu și precis al temperaturii. Reglajul automat al temperaturii se realizează cu regulatoare bi- sau tripoziționale și continue.

Indicatorii energetici care caracterizează utilizarea încălzirii și uscării cu radiații infraroșii evidențiază competitivitatea acestor utilaje electrotermice. Astfel, de exemplu, puterea specifică necesară sau consumul specific de putere și de energie electrică este: la uscarea suprafețelor vopsite, 5—15 kW/m^2; uscarea hîrtiei și cartonului, 2—15 kW/m^2; uscarea materialelor textile, 1,4—1,8 kWh/kg apă evacuată; uscarea materialelor ceramice, 0,2—0,3 kWh/kg; uscarea cerealelor, furajelor, semințelor, 0,15—0,2 kWh/kg; uscarea

legumelor și fructelor, 0,5 – 2 kWh/kg ; uscarea făinii și a pastelor făinoase, 0,25 – 0,4 kWh/kg ; coacerea biscuiților, 5 – 10 kW/m^2 ; uscarea pielăriei, 0,8 kWh/kg ; încălzirea cauciucului 0,6 kWh/kg ; prăjirea cărnii, pînă la 40 kW/m^2.

Proiectarea cuptoarelor cu radiații infraroșii, care sub aspectul soluției constructive sînt cuptoare tunel, necesită un calcul termic general pentru a determina cantitatea de căldură Q necesară procesului tehnologic de încălzire sau de uscare. Se poate scrie

$$Q = \frac{Q_s + Q_l + Q_e}{\eta_c} \quad [J], \tag{4.28}$$

unde

$$Q_s = \frac{m_s c_s (\vartheta_f - \vartheta_i)}{\alpha_s}\ ;\ Q_l = \frac{m_l c_l (\vartheta_f - \vartheta_i)}{\alpha_l}\ ;\ Q_e = \frac{m_l \cdot c_e}{\alpha_l},$$

în care Q_s, Q_l, Q_e sînt cantitățile de căldură necesare încălzirii corpului solid (s), lichidului (l) și respectiv evaporării (e) lichidului ; m_s, m_l — masa solidului, respectiv a lichidului, în kg ; c_s, c_l — căldura masică a solidului, respectiv lichidului, în J/kg K ; c_e — căldura latentă de vaporizare a lichidului, în J/kg ; ϑ_f, ϑ_i — temperatura finală, respectiv inițială, în K ; α_s, α_l — factorul de absorbție în infraroșii al solidului respectiv a lichidului ; η_c — randamentul cuptorului.

Numărul necesar de radiatoare (lămpi) se determină cu relația

$$n = \frac{Q}{P \cdot t}\ . \tag{4.29}$$

unde P este puterea unui radiator, în W ; t — timpul necesar încălzirii sau uscării, în s.

Definitivarea soluției proiectate se face numai după executarea unor încercări pe modele, pentru a verifica experimental repartiția reală a cîmpului termic în structura cuptorului cu radiații infraroșii, precum și alți parametrii termici și aeraulici ai instalației. Alte elemente privind cuptoarele cu radiații infraroșii sînt conținute în [4.7, 4.17].

Alimentarea cu energie electrică a cuptoarelor cu radiații infraroșii implică o anumită structură a instalației electrice, pentru alimentarea sectorizată a lămpilor și a motoarelor electrice de acționare a benzii rulante.

D. La instalațiile industriale cu radiații infraroșii se are în vedere ca, ținînd seamă de geometria pieselor care se tratează, să se asigure expunerea acestora cît mai uniformă în cîmpul de

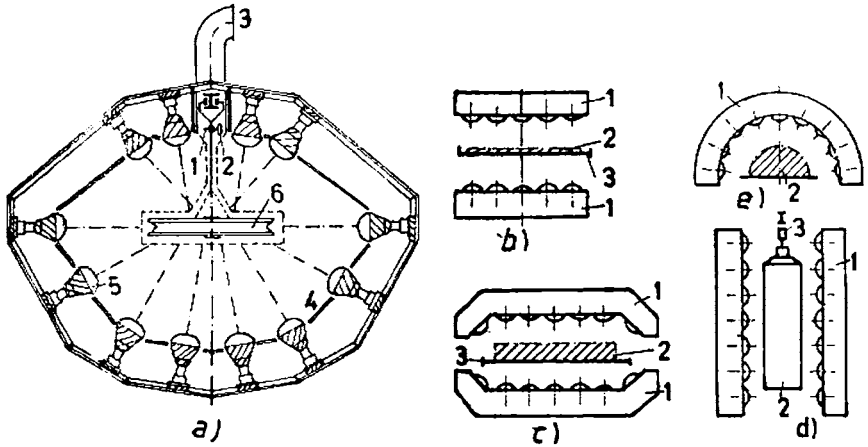


Fig. 4.17, *a*, *b*, *c*, *d*, *e*. Explicativă pentru construcția unor cuptoare cu radiații infraroșii.

radiații, în mod egal, pe toate părțile. Panourile cu lămpi de radiați infraroșii au o anumită configurație, astfel ca radiațiile să aibă o incidență cît mai apropiată de normală pe suprafețele pieselor de încălzit. În figura 4.17, *a* se remarcă sistemul de antrenare, format din tija de susținere, roata dințată 1 și cremaliera 2, care permite rotirea piesei tip disc 6, în cîmpul de radiații creat de lămpile 5, cu o anumită viteză unghiulară. S-au mai notat placa reflectoare 4 și coșul de absorbție 3 al vaporilor degajați în procesul de uscare. În figura 4.17, *b*, *c*, *d* se fac alte referiri privind încălzirea pieselor cu suprafețe plane în cîmpul de radiații infraroșii, iar în figura 4.17, *e* intervine o piesă cilindrică : 1 — panou pentru lămpi de radiații infraroșii ; 2 — materialul de tratat ; 3 — dispozitivul de transportat. Pentru corpuri cu o configurație geometrică variată se utilizează cuptoare avînd cîmpuri difuze de radiații.

Pentru o calitate superioară a procesului de încălzire și uscare este necesar ca să se asigure un anumit grad de uniformitate a iradierii suprafețelor tratate (orientativ $\vartheta_{min}/\vartheta_{max}=0{,}6-0{,}8$). Cunoașterea gradului de uniformitate a iradierii se realizează prin mărirea distanței dintre lampă și obiect, precum și cea dintre două lămpi alăturate. *Deoarece o dată cu creșterea distanței dintre lămpi și obiecte randamentul instalației scade, rezultă că nu se poate asigura un grad de uniformitate maximă.*

În concluzie, materialele plane sînt deplasate în fața panourilor radiante pe benzi rulante. În industria textilă, banda rulantă este

însăşi materialul textil, căruia i se impune un traseu în zigzag. Încălzirea materialelor filiforme se realizează prin trecerea repetată a firului prin zone de încălzire.

Pentru încălzirea materialelor granulate în toată masa lor se folosesc diferite sisteme: plane înclinate vibrante, benzi rulante aşezate în cascadă sau cuve rotative de amestecare, care permit expunerea succesivă a materialelor în cîmpul de radiaţii infraroşii, pentru a realiza o încălzire şi uscare omogenă.

4.2.3. ECHIPAMENTE ELECTRICE PENTRU ÎNCĂLZIREA DIRECTĂ ŞI SUDAREA ELECTRICĂ PRIN PRESIUNE

A. La instalaţiile electrotermice care realizează încălzirea directă, rezistorul este însăşi materialul de încălzit. Este nevoie de curenţi foarte mari, pînă la zeci de kA, la tensiuni mici, sub 42 V, ceea ce se obţine de la transformatoare de forţă coborîtoare de tensiune, în al căror secundar este conectată piesa de încălzit. Instalaţiile pentru încălzirea semifabricatelor de oţel (ţagle) au puteri de ordinul MW. O caracteristică a procesului de încălzire directă o constituie durata scurtă a încălzirii (secunde). Dacă se neglijează pierderile de căldură în timpul încălzirii, viteza de încălzire v_t a piesei se determină din relaţia

$$P = I^2 R = cm \frac{d\vartheta}{dt}, \tag{4.30}$$

de unde

$$v_t = \frac{d\vartheta}{dt} = J^2 \frac{\rho}{c \cdot \gamma} \text{ [K/s]}, \tag{4.31}$$

în care J este densitatea curentului electric, în $\frac{A}{m^2}$; c — căldura specifică a materialului în $\frac{J}{kgK}$; γ — masa specifică a materialului, în $\frac{kg}{m^3}$; m — masa materialului, în kg.

La cuptoarele cu rezistoare şi cu încălzire directă, încărcătura poate fi solidă, lichidă sau metalică în electroliţi topiţi [4.7].

Cuptoarele cu încărcătură solidă se clasifică în:

— cuptoare pentru încălzirea semifabricatelor metalice sub formă de bare, țevi, sîrme, benzi sau table se folosește mai ales alimentarea în curent alternativ;

— cuptoare pentru grafitare și pentru producerea carborundului alimentate în curent alternativ sau continuu.

Cuptoarele cu încărcătură lichidă sînt pentru încălzirea apei, topirii sticlei cu ajutorul curentului alternativ și extragerii sau rafinării aluminiului utilizînd curentul continuu.

Cuptoarele cu băi de săruri utilizează curentul alternativ în scopul încălzirii încărcăturilor metalice în electroliți topiți. Trecerea curentului electric prin lichide sau electroliți produce și fenomene chimice, simultan cu încălzirea.

a. *Încălzirea directă a semifabricatelor* metalice. Semifabricatele din oțel încălzite prin acest procedeu tehnologic sînt bare sau țevi de 1—15 m, avînd secțiunea transversală dreptunghiulară sau circulară cu diametre de 10—150 mm. O problemă constructivă și tehnologică deosebită este aceea a contactelor prin care se realizează legătura între piesă și secundarul transformatorului de alimentare, deoarece curenții de lucru ajung și la valori de 10^2 kA. Rețeaua scurtă care face legătura între contacte și transformatorul de alimentare se realizează din țevi de cupru răcite cu apă.

În figura 4.18 se prezintă *cuptorul cu încălzire directă și funcționare intermitentă*. Încălzirea semifabricatului la temperatura ϑ_f se face în timpul tehnologic t_i cu o putere P variabilă. Temperatura limită de topire ϑ_{top} se atinge în regim stabilizat, situație în care $\Delta P_t = P$. Transformatorul monofazat de alimentare m are puterea 0,1—10 MVA, tensiunea secundară $U_2 = 5—25$ V și posibilitatea de variație a tensiunii, prin prize în primar, pentru a modifica încălzirea semifabricatului.

Simetrizarea sarcinii monofazate, reprezentată de cuptor în raport cu rețeaua trifazată de alimentare, prin introducerea elementelor $C_2—L$, este obligatorie dacă

$$S > \frac{1}{50} S_{sc}, \tag{4.32}$$

în care S este puterea aparentă totală a instalației; S_{sc} — puterea de scurtcircuit a sistemului electroenergetic în punctul de racord al instalației.

În figura 4.19 se prezintă *cuptorul cu încălzire directă și funcționare continuă*.

Aceste cuptoare se utilizează la încălzirea sîrmelor, benzilor sau tablelor din oțel sau cupru la temperatura ϑ_f pe distanța d.

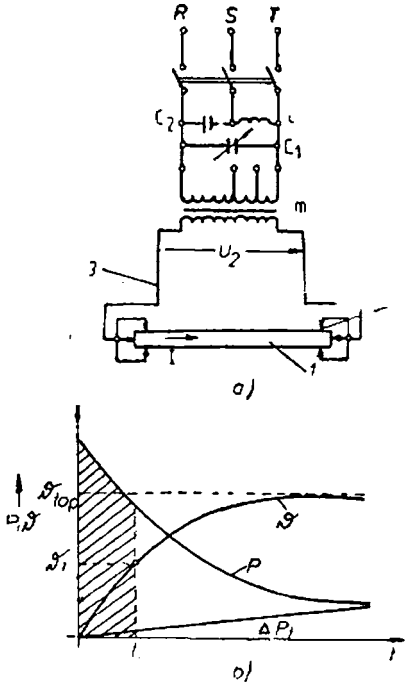


Fig. 4.18, *a, b.* Instalație cu încălzire directă și funcționare intermitentă :
a — schema electrică; b — variația temperaturii ϑ a semifabricatului, puterii P și pierderilor termice ΔP_1 în funcție de timpul t; 1 — semifabricat; 2 — sistem de contacte; 3 — rețeaua scurtă; m — transformator de alimentare cu prize; C_2—L — elemente ale dispozitivului de simetrizare; C_1 — condensator pentru compensarea factorului de putere.

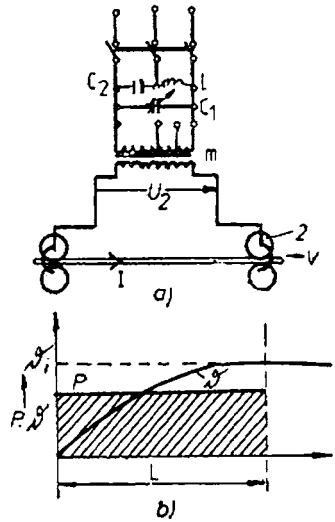


Fig. 4.19, *a, b.* Instalație cu încălzire directă și funcționare continuă :
a — schema electrică; b — diagrama de variație a temperaturii ϑ și puterii P în funcție de distanța d dintre sistemele de role; 1 — semifabricat; 2 — sistem de contacte tip rolă.

Reglarea temperaturii de încălzire este posibilă prin modificarea tensiunii U_2, a vitezei de deplasare a semifabricatului $v \leqslant 30$ m/s sau a distanței L.

Parametrii și indicatorii energetici ai instalațiilor electrice cu încălzire directă se schimbă în timpul încălzirii semifabricatului, datorită variației rezistivității și permeabilității magnetice relative

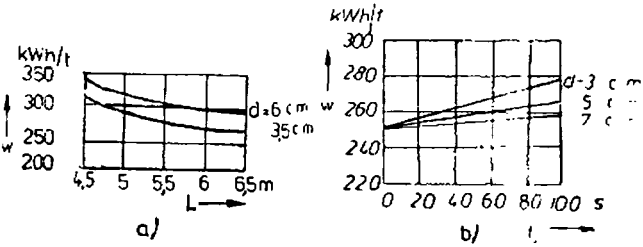


Fig. 4.20. Consumul specific de energie electrică w la încălzirea directă în funcție de :
a — lungimea semifabricatului L; b — timpul de încălzire t_i.

a materialului cu temperatura. Modificări importante intervin la materialele feromagnetice — oțel carbon și mai puțin semnificative la materialele neferomagnetice — oțel austenitic, cupru.

În figura 4.20 se prezintă variația consumului specific de energie electrică w, pentru semifabricate din oțel având diferite diametre d, la o temperatură $\vartheta_i = 1\,250$ °C.

În comparație cu încălzirea prin inducție electromagnetică, încălzirea directă prezintă *avantajul unor consumuri specifice de energie electrică mai reduse.*

Referitor la puterea aparentă S a transformatorului de alimentare a cuptorului cu rezistență și încălzire directă în funcție de dimensiunile unor bare de oțel cu secțiunea transversală pătrată cu latura a, încălzite la 1 250 °C, se prezintă indicații în figura 4.21.

b. *Cuptoare electrice pentru grafitare și pentru producerea carborundului.* Se folosesc la fabricarea industrială a grafitului (electrozi, perii) și carborundului (SiC).

La cuptorul pentru grafitare, materialul care urmează a fi grafitat — electrozi și perii din cărbune tehnic — se introduce într-un amestec de grafit și cocs, într-o cuvă din șamotă, cu pereți laterali sub formă de panouri mobile, pentru a permite încărcarea și descărcarea convenabilă (figura 4.22). Capacitatea utilă a cuvei ajunge la 50 tone iar lungimea 20 m. Procesul tehnologic al grafitării necesită o încălzire lentă pînă la aproximativ 2 600 °C, urmată de o răcire lentă. Durata întregului proces este de circa 12 zile. Încălzirea se produce prin conducție electrică și termică. Alimentarea cu energie electrică a cuptorului se face :

— în curent alternativ, folosind un transformator monofazat cu puterea $\leqslant 10$ MVA și tensiunea secundară reglabilă, 50—120 V factorul de putere $\cos \varphi = 0{,}5$.

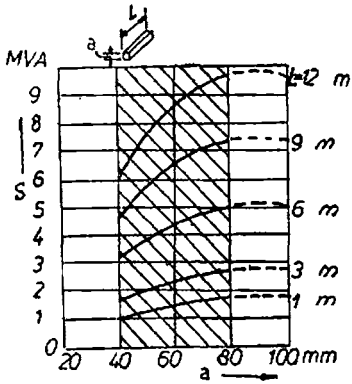


Fig. 4.21. Explicativă pentru puterea transformatorului de alimentare.

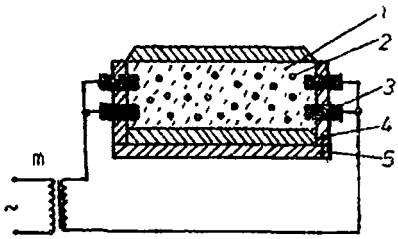


Fig. 4.22. Cuptor pentru grafitare. 1 — amestec de grafit și cocs; 2 — materialul de grafitat; 3 — electrod (bloc de grafit); 4 — perete frontal fix; 5 — vatră; *m* — transformator de alimentare.

— în curent continuu, prin redresoare cu mutatoare.

c. *Boilere pentru producerea apei calde și cazane pentru abur tehnologic.* Unele instalații de încălzire electrică a apei folosesc rezistoare tubulare pentru încălzire indirectă.

Există instalații de încălzire directă a apei, pe baza efectului Joule-Lenz al curentului alternativ (se utilizează numai c.a. pentru a evita formarea gazului detonant - amestec de hidrogen și oxigen în proporție de 2 la 1 în volume — și a coroziunii), *care trece prin apa preparată în prealabil ca urmare a dizolvării unor săruri de sulfit de sodiu*, Na_2SO_3. Rezistența electrică a apei depinde de natura și cantitatea sărurilor dizolvate în apă, distanța dintre electrozi și de temperatura apei.

Boilerele se realizează pentru puteri mari, pînă la 2 MW. Conductivitatea apei este 0,2—0,05 $(\Omega m)^{-1}$.

În figura 4.23 se prezintă un tip de boiler pentru încălzirea directă a apei. Electrozii boilerului sînt din fontă specială sau carbon. Există trei electrozi de nul, 1, fixați mecanic pe un arbore central, care permite rotirea lor și trei electrozi de fază, 2, nedeplasabili. Fazele sînt ecranate prin plăci izolante, 3. Prin deplasarea electrozilor de nul puterea se modifică în limitele 20—100% din puterea nominală. Protecția împotriva electrocutării în instalațiile de joasă tensiune cu neutrul legat la pămînt este realizată prin legarea la pămînt a boilerului.

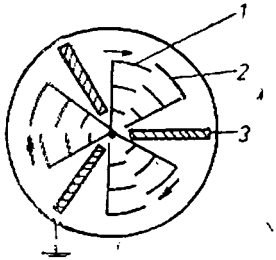


Fig. 4.23. Boiler pentru încălzirea directă a apei.

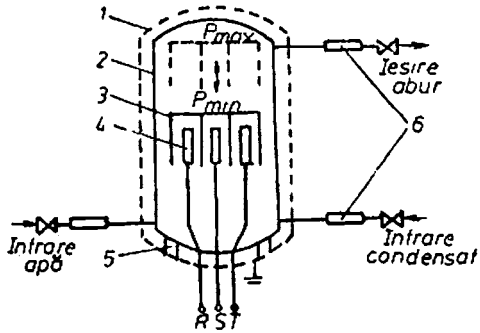


Fig. 4.24. Cazan pentru abur tehnologic. 1 — manta metalică exterioară; 2 — cazan; 3 — ecran izolant din teflon; 4 — electrod; 5 — izolator; 6 — tuburi izolante.

Cazanele pentru abur tehnologic cu presiuni pînă la 40 atmosfere se realizează pentru puteri pînă la 20 MW, 10—30 kV, 50 Hz, conductivitatea apei fiind în jur de 0,004 $(\Omega m)^{-1}$. În figura 4.24 se prezintă un tip de cazan pentru abur tehnologic.

Reglajul puterii de încălzire se face prin deplasarea ecranului izolant. Protecția împotriva electrocutării în instalațiile de înaltă tensiune izolate față de pămînt se realizează prin introducerea unor tuburi izolante la țevile care ies din cazan, la instalația de deplasare a ecranului, prin utilizarea izolatoarelor ceramice între cazan și mantaua exterioară, prin legarea la pămînt a mantalei exterioare. În figura 4.25 se prezintă structura unei instalații industriale care realizează *un reglaj complex la un cazan pentru abur tehnologic*. Pentru a menține puterea instalației este necesară operația de purjare (curățirea cazanului de depunerile apei).

d. *Cuptoare electrice pentru extragerea și rafinarea aluminiului. Electroliza sărurilor metalice în stare topită* se realizează folosind aparate cu electrozi, care prin încălzire directă mențin electrolitul în stare topită la temperatura necesară, simultan desfășurîndu-se și un proces de electroliză sau de rafinare. *Alimentarea cu energie electrică se face numai în curent continuu* prin generatoare unipolare sau prin redresarea curentului alternativ folosind mutatoare. Ionii metalici și cei de hidrogen se deplasează la catod. Cantitatea de substanță depusă la catod este proporțională cu curentul, conform legii lui Faraday.

Extragerea și rafinarea aluminiului în cadrul *electrometalurgiei aluminiului* se bazează pe electroliza topiturii alumină-criolit (Al_2O_3—Na_3AlF_6). Punctul de topire al aluminei fiind ridicat

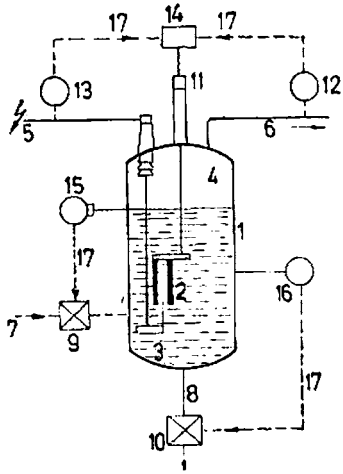


Fig. 4.25. Explicativă privind reglajul la un cazan pentru abur tehnologic :
1 — cazan; 2 — electrozi; 3 — apă; 4 — aburi; 5 — conductă electrică de alimentare; 6 — conductă de abur; 7 — conductă de alimentare cu apă; 8 — conductă de purjare; 9, 10 — ventile de reglare; 11 — dispozitiv de modificare a poziției electrozilor pentru reglarea puterii; 12 — regulator pentru presiunea aburului; 13 — regulator de putere; 14 — regulator presiune-putere; 15 — regulator de nivel; 16 — regulator al conductivității apei; 17 — impulsuri pentru dispozitivele de reglaj.

(2 050 °C), prin dizolvarea acesteia în criolit topit, temperatura de topire a amestecului este în jur de 950 °C, ceea ce constituie un avantaj. La catod, în zona inferioară a băii de electroliză, se adună aluminiul topit. În zona superioară a electrolitului este cufundat anodul, care este din cărbune, figura 4.26. În afară de reacția principală, au loc și reacții secundare (dizolvarea aluminiului în electrolit, formarea carburii de aluminiu, modificarea compoziției electrolitului), care contribuie la creșterea consumului de energie, pierderi de aluminiu etc. Consumul specific de energie electrică este 16 000—22 000 kWh/t, valorile mici corespund la curenți mari, în jur de 150 kA. Tensiunea de alimentare a băii este 4,5—6 V. Numărul de băi legate în serie depinde de tensiunea sursei de curent continuu. Puritatea aluminiului rezultat din electroliză este 99,5—99,8%. Partea electrică a instalației băilor electrolitice este simplă și robustă. Deoarece intervin curenți mari este necesar să se realizeze contacte bune în rețeaua de curent continuu. Căderile de tensi-

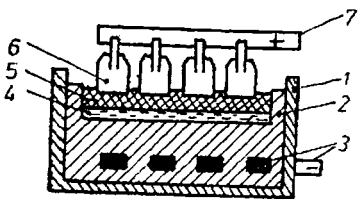


Fig. 4.26. Cuptor de electroliză pentru fabricarea aluminiului :
1 — cuva din oțel, căptușită cu cărămizi refractare; 2 — blocul catodic din cărbune sau grafit; 3 — bară catodică din oțel; 4 — aluminiu topit; 5 — electrolit; 6 — anod din cărbune; 7 — bară anodică din aluminiu.

une în aceste contacte (înnădiri de bare, contacte cu barele de distribuție la electroliți) să nu depășească 10% din tensiunea aplicată băilor.

B. **Sudarea electrică prin presiune.** Sudarea electrică prin presiune sau **sudarea prin rezistență electrică** se produce între două piese metalice în zona în care acestea sînt în contact, dacă forțele exterioare de apăsare care acționează asupra lor, le produc în această zonă o deformație plastică astfel că atomii celor două piese se încadrează într-o rețea cristalină comună. Sudarea se realizează cu atît mai ușor cu cît temperatura în zona de contact este mai mare. La sudarea electrică prin presiune, încălzirea zonei de contact se face datorită efectului Joule-Lenz al curentului, care parcurge piesele în contact (intervine rezistența electrică a contactului dintre piese și rezistența electrică a pieselor). Sînt necesari curenți mari, zeci de kA, la tensiuni de cîțiva volți, se folosesc transformatoare alimentate de la rețeaua de 50 Hz. Alte sisteme de alimentare cu energie electrică a instalațiilor de sudare prin rezistență electrică sînt tratate în literatură [4.4, 4.15].

La aceste instalații de sudare electrozii sînt elemente ale circuitului electric de sudare. Ei servesc și la transmiterea forței de apăsare necesară la sudare. Materialul electrozilor trebuie să prezinte conductivitatea termică și electrică mare, stabilitate la temperaturi înalte, să nu formeze aliaje cu materialul pieselor care se sudează, să reziste la încălziri și răciri repetate și să aibă rezistență ridicată față de uzură și oxidare. Cuprul electrolitic, precum și aliaje de cupru cu crom, beriliu, cadmiu, cobalt, magneziu, zinc, siliciu, nichel sînt indicate pentru confecționarea electrozilor și a fălcilor de prindere. Pentru mărirea duratei de folosire a electrozilor, la curenți mari de sudare, aceștia se răcesc cu apă [4.5].

a. *Sudarea cap la cap* se realizează cu instalații a căror schemă de principiu este prezentată în figura 4.27. Piesele de sudat 1, 2 sînt fixate în dispozitivele de prindere 3 (sania mobilă) și 4 (partea fixă), care sînt așezate pe batiul 5 al echipamentului de sudat. Prin intermediul celor două dispozitive de prindere se transmite pieselor de sudat forța de apăsare și totodată ele fiind racordate în secundarul transformatorului de alimentare 9 sînt intercalate

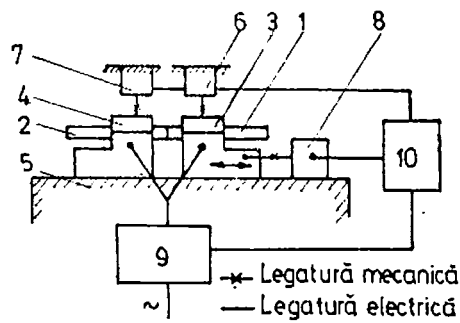


Fig. 4.27. Instalație pentru sudarea cap la cap.

în circuitul curentului de sudare. La instalațiile mari, puterea ajunge pînă la 600 kVA, pentru o durată relativă de funcționare de 25%. Mișcarea saniei mobile se execută cu ajutorul mecanismului 8. Mecanismele 6 și 7 servesc la deplasarea după o direcție perpendiculară pe axa pieselor. Comanda și coordonarea operațiilor de executat la sudare se realizează cu ajutorul elementului 10. Sudarea cap la cap poate fi realizată *în stare solidă*, capetele pieselor care se îmbină necesită o prelucrare atentă, pentru ca zonele de contact să fie cît mai mari, și *prin topire*, procedeul se aplică pieselor neprelucrate, de secțiuni mari. *Varianta cea mai complexă a procedeului de sudare prin topire are patru etape: preîncălzirea, topirea, refularea și tratamentul termic al piesei.* Variante ale procedeului de sudare prin topire rezultă prin suprimarea preîncălzirii, a tratamentului termic ulterior sau a ambelor. Dacă materialul sudat necesită aplicarea unui tratament termic, acesta se realizează după faza de refulare prin conectarea la momentul potrivit pentru o anumită durată, a transformatorului de sudare.

b. *Sudarea prin puncte* se realizează cu instalații a căror schemă de principiu este reprezentată în figura 4.28. Piesele de sudat 1, 2 sînt prinse între vîrfurile 3, 4 prin intermediul cărora se transmite curentul de sudare de la transformatorul 7, cît și forța de apăsare F realizată cu ajutorul mecanismului 11. Față de batiul mașinii 8, brațul 5 este mobil, iar brațul 6 este fix. Elementul 10 comandă, prin elementul 9, programul curentului de sudare, iar prin mecanismul 11 intervine asupra brațului mobil 5. Operația de sudare se execută după stingerea prealabilă a pieselor de contact. Zona centrală cuprinsă între electrozii de contact se încălzește în așa fel încît se formează un nucleu de metal topit. În fazele următoare, prin întreruperea sau micșorarea corespunzătoare a curentului de sudare, se realizează solidificarea sub presiune a nucleului inițial topit, obținîndu-se un punct sudat. Timpul necesar pentru sudarea unui singur punct variază de la fracțiuni de secundă pînă la cîteva secunde. Puterea instalațiilor pentru sudarea prin puncte poate ajunge la același ordin de mărime ca și pentru sudarea cap la cap.

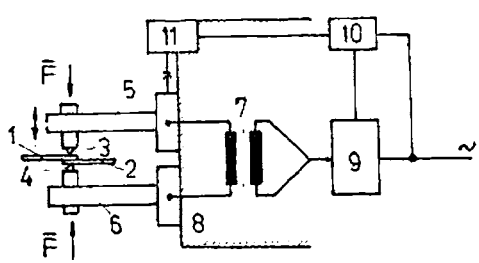


Fig. 4.28. Instalație pentru sudarea prin puncte.

c. *Sudarea în linie* se realizează cu instalații a căror schemă de principiu este reprezentată în figura 4.29. Piesele de sudat 1, 2

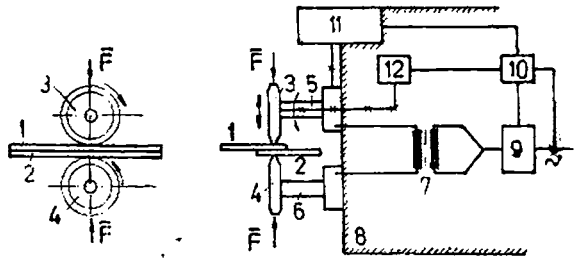


Fig. 4.29. Instalație pentru sudarea în linie.

se deplasează printre rolele 3, 4, racordate la transformatorul de alimentare 7. Față de elementele cuprinse în figura 4.28 apare în plus elementul 12, care are rolul de a acționa cu o anumită viteză unghiulară rola de contact 3. Rola inferioară 4 este antrenată prin frecare cu suprafața tablei de sudat. Sudarea în linie se folosește pentru îmbinarea pieselor, avînd grosimea totală pînă la 5 mm. Dacă viteza de înaintare a tablelor este v (m/s), atunci în curent alternativ, la frecvența f_1, distanța l (m) corespunzătoare duratei dintre două valori maxime succesive ale curentului este $l=v/2f_1$. Se pot realiza cusături continue sau întrerupte. Transformatoarele instalațiilor de sudare în linie au puteri pînă la 200 kVA și durata relativă de funcționare 50—60%.

d. *Circuitul electric de forță al utilajelor pentru sudarea prin presiune.* Schema echivalentă a circuitului de forță este redată în figura 4.30 în ipoteza simplificatoare de a neglija curentul de magnetizare și pierderile în fier la transformator.

Pe baza schemei echivalente se pot scrie relațiile pentru randamentul electric și factorul de putere

$$\eta_e = \frac{r'_s}{r'_s + R'_s + R_{sc}}, \qquad (4.33)$$

și

$$\cos\varphi = \frac{r'_s + R'_s + R_{sc}}{\sqrt{(r'_s + R'_s + R_{sc})^2 + (X'_s + X_{sc})^2}}. \qquad (4.34)$$

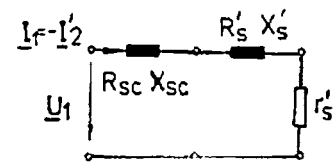


Fig. 4.30. Schema echivalentă a instalațiilor pentru sudarea electrică prin presiune: U_1 — este tensiunea rețelei de alimentare; I_1, I_2 — curentul primar, respectiv curentul secundar redus la primar; R_{sc}, X_{sc} — rezistența, respectiv reactanța de scurtcircuit a transformatorului; R_s', X_s' — rezistența, respectiv reactanța circuitului de sudare reduse la primar; r_s' — rezistența de sarcină a sudurii, redusă la primar.

Valoarea relativ mică a rezistenței de sarcină, determinată de secțiunea mare a căilor de curent în piesele de sudat și de lungimea mică a acestor căi, face ca valorile uzuale ale randamentului să fie în jur de 0,4. Valorile mici ale factorului de putere 0,3—0,6 sînt condiționate de reactanța circuitului de sudare și cea de scurtcircuit a transformatorului. Pentru îmbunătățirea factorului de putere, prin reducerea reactanțelor, se utilizează alimentarea la frecvență redusă, sub 50 Hz sau cu impulsuri de curent continuu.

Expresia puterii utile necesară pentru realizarea unei anumite suduri este

$$P_u = I_2'^2 r_s' = \frac{r_s' U_1^2}{(r_s' + R_s' + R_{sc})^2 + (X_s' + X_{sc})^2}. \qquad (4.35)$$

Din relația (4.35) rezultă necesitatea menținerii constante a tensiunii de alimentare pentru asigurarea reproducerii procesului de sudare. Modificarea puterii utile se face prin schimbarea raportului de transformare. Puterea utilă devine maximă pentru o anumită valoare a rezistenței de sarcină r_{s0}'

$$r_{s0}' = \sqrt{(R_s' + R_{sc})^2 + (X_s' + X_{sc})^2}. \qquad (4.36)$$

Zona în care puterea utilă nu variază mult cu rezistența de sarcină se poate afla la unele tipuri de utilaje într-un interval relativ mare de valori $r_s'/r_{s0}' = 0{,}8 - 1{,}4$, ceea ce este favorabil la nivelul utilizatorului.

În desfășurarea unui ciclu de sudare, curentul de sudare poate varia în limite largi. Ca urmare, la dimensionarea elementelor circuitului de forță, sub aspectul verificării la încălzire, se utilizează curentul echivalent calculat prin media patratică.

La aprecierea utilajelor de sudat electric prin presiune se iau în considerare următoarele mărimi: durata relativă de funcționare; densitatea curentului de sudare; forța de apăsare; puterea specifică, considerată ca puterea aparentă necesară la sudarea unei secțiuni de 1 mm^2.

În tabelele 4.2 și 4.3 sînt prezentate valori orientative ale acestor parametri [4.24].

c. *Comanda operațiilor de sudare* asigură succesiunea corectă a diferitelor etape ale procesului de sudare folosind în acest scop dispozitive mecanice, cu relee. În cazul instalațiilor de sudare care realizează suduri pretențioase, în regimuri complexe cu desfășu-

Tabelul 4.2

Indicatori pentru instalațiile de sudare cap la cap

Procedeul de sudare	Durata relativă de funcționare [%]	Timpul de sudare [s]	Densitatea de curent [A/mm²]	Presiunea de lucru [N/mm²]	Puterea electrică specifică [kVA/mm²]
În stare solidă			40...200	15...50	0,12...0,15
Prin topire intermediară fără preîncălzire	10...30	0,15...15	50...10	80...250	0,4...0,15
Prin topire intermediară cu preîncălzire			40...2	40...140	0,2...0,05

Tabelul 4.3

Indicatori pentru instalațiile de sudare prin puncte și în linie

Procedeul de sudare	Durata relativă de funcționare [%]	Timpul de sudare [s]	Curentul de sudare [kA]	Forța de apăsare [kN]
Prin puncte	5...20	0,08...0,44	5...20	1—8
În linie	10...50	0,04...0,18	10...22,5	2—10

rare rapidă, programatoarele avînd relee cu contacte nu sînt corespunzătoare pentru reglarea precisă a timpilor foarte scurți. Pe de altă parte, în cadrul unor asemenea instalații intervine un număr foarte mare de contacte electrice, ceea ce reduce siguranța în exploatare. Aceste dezavantaje sînt înlăturate la schemele moderne care se bazează pe principiile comenzii numerice și a comutării fără contacte, prin elemente semiconductoare comandate.

4.3. ÎNCĂLZIREA ŞI SUDAREA CU ARCUL ELECTRIC

4.3.1. ARCUL ELECTRIC ÎN INSTALAŢIILE ELECTROTERMICE

A. Caracteristici tensiune-curent ale arcului electric

a. *Caracteristica statică tensiune-curent* a arcului electric corespunde punctelor de echilibru stabilizat pe care le poate avea o descărcare în arc. Variaţia tensiunii arcului în funcţie de curentul prin arc corespunde unui proces relativ lent de variaţie a curentului. Noţiunea de caracteristică statică este adecvată curentului continuu. În curent alternativ se pot considera drept caracteristici statice curbele de variaţie ale valorilor efective ale tensiunii arcului şi curentului prin arc; se obţin caracteristici de aceeaşi alură ca şi în cazul curentului continuu. Pentru exprimarea analitică a caracteristicii statice, în literatura de specialitate sînt prezentate relaţiile de calcul [4.4, 4.15, 4.21].

b. *Caracteristica dinamică* este legată de variaţiile rapide ale curentului (regimuri tranzitorii în curent continuu şi la curent alternativ). Curba de variaţie a tensiunii se abate de la caracteristica statică, deoarece noua stare termică a coloanei arcului nu apare instantaneu, ci cu o oarecare întîrziere. Dacă, de exemplu, are loc o creştere rapidă a curentului de la I_1 la I_2, figura 4.31, în primul moment, curentului I_2 îi corespunde o tensiune a arcului determinată de ordonata punctului 2′ şi numai după un timp oarecare se stabileşte tensiunea corespunzătoare ordonatei punctului 2 al caracteristicii statice. În mod analog, la micşorarea bruscă a curentului de la I_2 la I_1, tensiunea în primul moment este caracterizată de punctul 1′ în loc de punctul 1 al caracteristicii statice. Porţiunile de curbe 12′ şi 21′ reprezintă elemente ale caracteristicii dinamice. Arcul electric este un element neliniar caracterizat prin rezistenţa dinamică $r_a = \mathrm{d}U_a/\mathrm{d}I_a < 0$.

Caracteristicile dinamice $u_a = f(i_a)$ se obţin eliminînd variabile timp între curbele valorilor momentane $u_a = f(t)$ şi $i_a = f(t)$, figura 4.32, curba 1. Dacă curentul arcului este mare (instalaţii electrotermice de putere mare) şi frecvenţa ridicată, suprafaţa ciclului se reduce curba 2.

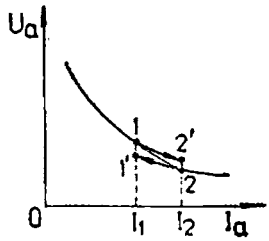


Fig. 4.31. Explicativă pentru caracteristicile dinamice.

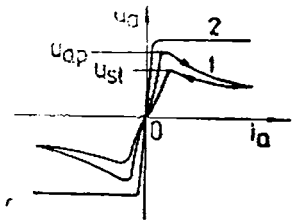


Fig. 4.32. Caracteristici dinamice.

B. Comportarea arcului electric de curent alternativ

Evoluția arcului electric alimentat în curent alternativ, sub aspectul aprinderii și al *continuității arderii*, depinde de caracterul circuitului electric în care este încadrat. Problema stabilității dinamice a sistemului sursă-arc electric de curent alternativ este legată de posibilitatea reaprinderii ușoare a arcului electric după stingerea sa în cursul fiecărei semiperioade și de aspectul continuității în funcționare prin arderea neîntreruptă. Se analizează următoarele cazuri:

a. *Arcul electric este în serie cu un rezistor* având rezistența R. Pentru circuitul din figura 4.33, dacă $i_a \neq 0$ $L=0$, se poate scrie

$$u = u_{max} \sin \omega t = Ri_a + u_a. \tag{4.37}$$

Dacă tensiunea sursei u devine egală cu tensiunea de aprindere $u=u_{ap}$, arcul se aprinde, iar perechile de valori ale tensiunii arcului u_a și curentului prin arc i_a corespund caracteristicii dinamice. Dacă tensiunea sursei u este egală cu tensiunea de stingere $u=u_{st}$, arcul se stinge, figura 4.34. La curenți mari de descărcare în arc electric, ceea ce este în cazul cuptoarelor industriale, se poate considera în intervalul t_2, $u_a=u_{ap}=u_{st}=\text{const.}$

Pentru perioada de ardere a arcului electric se deduce expresia curentului din arc

$$i_a = \frac{u-u_a}{R} = \frac{u_{max} \sin \omega t - u_a}{R}. \tag{4.38}$$

În momentul aprinderii arcului, $t=t_1$, avem

$$u_{ap} = u_a = u_{max} \sin \omega t_1, \tag{4.39}$$

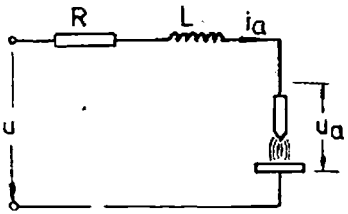


Fig. 4.33. Circuit R, L în serie cu arcul electric.

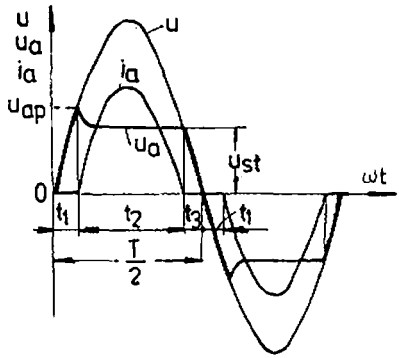


Fig. 4.34. Curba tensiunilor și curentului prin arc.

și deci relația (4.38) devine

$$i_a = \frac{u_{max}}{R}(\sin \omega t - \sin \omega t_1), \tag{4.40}$$

în care $i_a \neq 0$ pentru $t_1 < t < \frac{T}{2} - t_3$.

În decursul unei semiperioade arcul este stins pe durata $t_0 = t_1 + t_3 \simeq 2t_1$, iar din relația (4.39) se obține

$$t_1 = \frac{\text{arc sin } \frac{u_{ap}}{u_{max}}}{\omega} \tag{4.41}$$

și

$$t_0 = \frac{\text{arc sin } \frac{u_{ap}}{u_{max}}}{\pi f}. \tag{4.42}$$

Rezultă că arderea arcului electric conectat în serie cu un rezistor se face cu pauze, ceea ce nu este favorabil din punct de vedere electrotermic. Modificarea pronunțată, față de o sinusoidă a formei tensiunii și curentului din arc, corespunzător puterii deformante absorbite, influențează factorul de putere $k < 1$. Micșorarea duratei de pauză t_0 se realizează prin scăderea tensiunii de aprindere a arcului, creșterea tensiunii sursei și mărirea frecvenței tensiunii de alimentare.

b. *Arcul electric este în serie numai cu o bobină având inductivitatea L.* Datorită inductivității, tensiunea sursei este defazată cu φ înaintea curentului din circuit. În momentul $t = 0$, tensiunea sursei are valoarea $u_{max} \sin \varphi$. Dacă această valoare depășește ten-

siunea de aprindere a arcului, atunci în momentele $t=0$ și $t=\frac{T}{2}$ este asigurată reaprinderea arcului, figura 4.35. Prin urmare, condiția de ardere continuă a arcului electric este

$$u_{max} \sin \varphi \geqslant u_{ap}. \tag{4.43}$$

Pentru perioada $0<t<\frac{T}{2}$ se poate scrie

$$L\frac{di_a}{dt}+u_a=u=u_{max}\sin(\omega t+\varphi). \tag{4.44}$$

Din relația (4.44) rezultă

$$\frac{di_a}{dt}=\frac{u_{max}}{L}\sin(\omega t+\varphi)-\frac{u_a}{L}, \tag{4.45}$$

iar apoi prin integrare, considerînd u_a=const., se obține

$$i_a=-\left[\frac{u_{max}}{\omega L}\cos(\omega t+\varphi)+\frac{u_a}{\omega L}\omega t\right]+c, \tag{4.46}$$

unde constanta de integrare c se determină din condiția inițială

la $t=0$, $i_a=0$. Se obține $0=-\frac{u_{max}}{L}\cos\varphi+c.$ (4.47)

Din relațiile (4.46) și (4.47) rezultă

$$i_a=\frac{u_{max}}{\omega L}[\cos\varphi-\cos(\omega t+\varphi)]-\frac{u_a}{\omega L}\omega t. \tag{4.48}$$

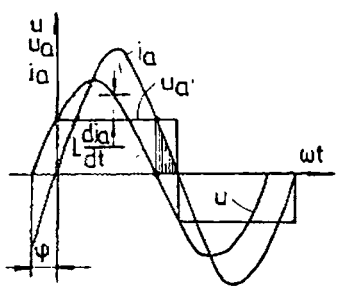


Fig. 4.35. Curba tensiunilor și curentului prin arc.

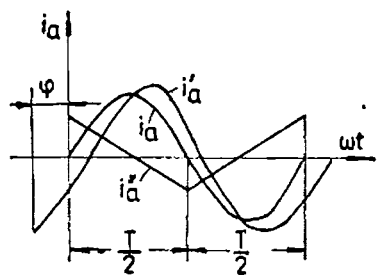


Fig. 4.36. Curba curentului prin arc și componentele sale.

Deoarece pentru $\omega t=\pi$, $i_a=0$, din relaţia (4.48) rezultă

$$0=\frac{u_{max}}{\omega L}[\cos\ \varphi-\cos\ (\pi+\varphi)]-\frac{u_a}{\omega L}\pi, \tag{4.49}$$

sau

$$\cos\varphi=\frac{u_a}{u_{max}}\frac{\pi}{2}. \tag{4.50}$$

Înlocuind expresia lui $\cos\varphi$ în relaţia (4.48), se obţine

$$i_a=-\frac{u_{max}}{\omega L}\cos(\omega t+\varphi)+\frac{u_a}{\omega L}\left(\frac{\pi}{2}-\omega t\right). \tag{4.51}$$

Din relaţia (4.51) se observă că expresia curentului conţine două componente, figura 4.37, una cosinusoidală, defazată cu $\pi/2$ în urma tensiunii sursei

$$i'_a=-\frac{u_{max}}{\omega L}\cos(\omega t+\varphi),$$

şi alta liniară

$$i''_a=\frac{u_a}{\omega L}\left(\frac{\pi}{2}-\omega t\right).$$

Continuitatea curentului din arc este determinată de raportul $\frac{u_a}{u_{max}}$. Ţinînd seamă de relaţiile (4.43) şi (4.50) se calculează

$$\sin\varphi=\sqrt{1-\cos^2\varphi}=\sqrt{1-\left(\frac{\pi}{2}\frac{u_a}{u_{max}}\right)^2}\geqslant\frac{u_{ap}}{u_{max}}, \tag{4.52}$$

de unde

$$\frac{u_a}{u_{max}}\leqslant 0{,}54 \text{ şi } \cos\varphi\leqslant\frac{\pi}{2}0{,}54=0{,}85. \tag{4.53}$$

Dacă raportul u_a/u_{max} devine mai mare decît 0,54, atunci $\cos\varphi>0{,}85$ şi ca urmare curba curentului nu va mai fi continuă, deoarece apar pauze de curent. *Prin alegerea unei inductivităţi suficient de mare se poate realiza un defazaj potrivit între u şi i_a, astfel ca la trecerea tensiunii sursei prin zero să fie îndeplinită condiţia* $L\left|\frac{di_a}{dt}\right|>u_{st}$ *şi deci curentul din arc este menţinut datorită tensiunii electromotoare de autoinducţie de la bornele bobinei de inductivitate L.*

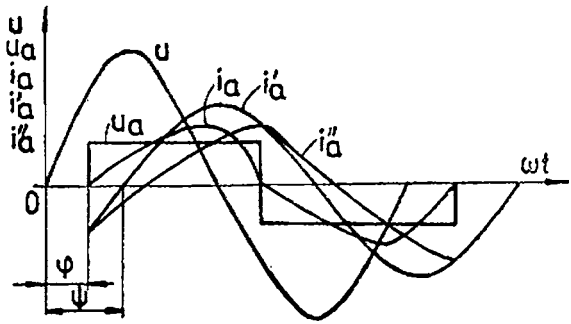


Fig. 4.37. Curba tensiunilor şi curentului prin arc.

c. *Arcul electric este în serie cu elemente R, L.* În acest caz

$$L\frac{di_a}{dt}+u_a+i_aR=u=u_{max}\sin(\omega t+\varphi). \qquad (4.54)$$

Prin integrarea ecuaţiei (4.54), considerînd u_a=const., se obţine o soluţie de forma [4.14]

$$i_a=e^{-\frac{R}{L}\left(t+\frac{\varphi}{\omega}\right)}\left[-\frac{1}{L}\int\left(u_a e^{\frac{R}{L}\left(t+\frac{\varphi}{\omega}\right)}-\right.\right.$$

$$\left.\left.-u_{max}\sin(\omega t+\varphi)\,e^{\frac{R}{L}\left(t+\frac{\varphi}{\omega}\right)}\right)dt+c\right], \qquad (4.55)$$

iar după determinarea constantei de integrare c din condiţiile problemei, i_a=0 la ωt=0 şi $\omega t=\pi$ se obţine

$$i_a=\frac{u_{max}}{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}}\sin(\omega t+\varphi-\psi)+\frac{u_a}{R}\left[\frac{2e^{-\frac{R}{L}t}}{1+e^{-\frac{R}{\omega L}\pi}}-1\right]. \qquad (4.56)$$

Relaţia (4.56) indică două componente pentru curentul din arc, figura 4.37, una sinusoidală defazată cu ψ în urma tensiunii sursei

$$i'_a=\frac{u_{max}}{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}}\sin(\omega t+\varphi-\psi)$$

şi alta exponenţială

$$i''_a=\frac{u_a}{R}\left[\frac{2e^{-\frac{R}{L}t}}{1+e^{-\frac{R}{\omega L}\pi}}-1\right].$$

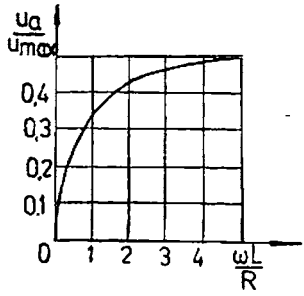


Fig. 4.38. Dependența $u_a/u_{max}=f(\omega L/R)$.

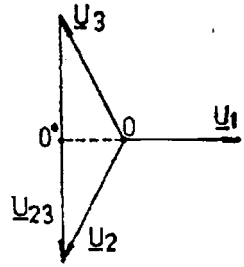


Fig. 4.39. Steaua tensiunilor sistemului trifazat.

Ca și în cazul anterior a unei inductivități L în serie cu arcul, micșorarea raportului u_a/u_{max} duce la creșterea defazajului între tensiunea sursei și curentul din arc, însă datorită rezistenței în circuit acest defazaj este mai mic. Valoarea limită a raportului u_a/u_{max} care asigură arderea continuă a arcului electric este funcție de $\omega L/R$, figura 4.38.

Din analiza celor trei cazuri se constată că stabilitatea dinamică a arcului de curent alternativ este dependentă de caracterul circuitului. Prezența unei inductivități mărește stabilitatea și asigură continuitatea arderii arcului electric. Rezistența în serie sau în paralel cu arcul electric înrăutățește stabilitatea arderii și conduce la scăderea randamentului. În general, arcul electric de sudare arde în paralel cu o rezistență formată de către stratul de flux topit sau înveliș topit al electrodului.

d. Arcul electric trifazat permite încărcarea simetrică a rețelei trifazate de alimentare. În sistemul trifazat cu conductor neutru, comportarea arcului trifazat se reduce la cazul arcului monofazat, deoarece cele trei arcuri electrice sînt independente.

În cazul unui sistem trifazat simetric se poate scrie $u_1=u_{max}\sin\omega t$; $u_2=u_{max}\sin(\omega t-120°)$; $u_3=u_{max}\sin(\omega t-240°)$. În momentul inițial $\omega t=0$, $u_1=0$, adică curentul din faza întîi va fi egal cu zero. Lipsa de curent din faza întîi va dura atît timp cît tensiunea sursei va fi mai mică decît tensiunea de aprindere a arcului. În momentul t_1 arcul se aprinde, fiind îndeplinită relația (4.39).

La sistemele trifazate fără conductor neutru, arderea arcului electric are loc în condiții diferite față de cazul sistemelor trifazate cu conductor neutru. De exemplu, atunci cînd curentul din faza

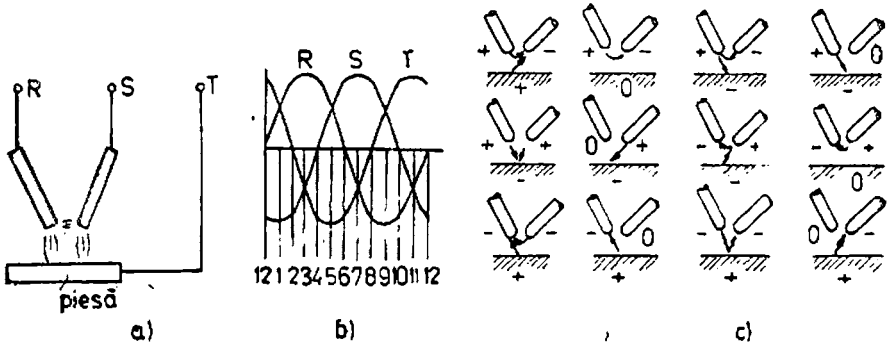


Fig. 4.40. Explicativă pentru sudarea electrică cu arc trifazat.

întîi este zero, celelalte două faze vor fi puse în serie şi vor forma tensiunea de linie U_{23}, iar punctul neutru se va deplasa din 0 în 0*, figura 4.39. Ca urmare, tensiunea care se aplică fazei întîi pînă în momentul cînd arcul electric se aprinde pe această fază va fi egală cu $\frac{3}{2}\ u_{max}$

$$u_{ap} = \frac{3}{2}\ u_{max} \sin \omega t_1^*, \qquad (4.57)$$

în care $\omega t_1^* < \omega t_1$, adică în absenţa conductorului neutru în sistemul trifazat aprinderea arcului pe fiecare fază se face mai repede. De asemenea, şi stingerea arcului se va produce mai tîrziu şi deci stabilitatea arcului se măreşte. Rezultă că pentru a realiza aceeaşi stabilitate a arcului electric, ca şi la sistemul trifazat cu conductor neutru, este necesară o inductivitate mai mică a circuitului.

La sudarea electrică cu arc trifazat, în multe cazuri, se folosesc sisteme cu doi electrozi, figura 4.40, *a*. Arcul indirect are loc între electrozii de sudare. Datorită variaţiei în timp a tensiunilor pe fază, arcurile ard după o anumită succesiune. Sînt indicate polaritatea electrozilor şi a piesei la intervale de 1/12 dintr-o perioadă, figura 4.40, *b*, *c*. *Se observă că în fiecare moment se formează unul sau două arcuri electrice şi că niciodată nu vor arde simultan trei arcuri.* Acest fenomen se explică prin aceea că la un acelaşi electrod nu pot apărea simultan pata catodică şi cea anodică.

4.3.2. CUPTOARE TRIFAZATE CU ARC ELECTRIC PENTRU ELABORAREA OȚELULUI

O caracteristică importantă a cuptoarelor cu arc electric constă în faptul că într-un volum relativ mic, al arcului electric, se dezvoltă mari cantități de căldură. Ca urmare, rezultă temperaturi apreciabile în zona arcului electric și variații ale temperaturii în interiorul camerei cuptorului. Cuptoarele cu arc electric cu acțiune directă sînt utilizate pentru topirea oțelului, a metalelor greu fuzibile. În general, *topirea metalelor neferoase în cuptoare cu arc electric cu acțiune directă este posibilă, însă nerațională din cauza arderii excesive a metalului. Topirea oțelului în cuptoare cu arc electric cu acțiune indirectă este posibilă, dar neeconomică din cauza duratei de încălzire care este mare.*

Cuptoarele electrice industriale cu arc electric pentru elaborarea oțelului sînt de mare putere și capacitate — s-a ajuns la capacități de 400 t și puteri unitare de 120 MVA, 80 MW. Ele permit reglajul automat și conducerea cu calculatorul de proces a regimului tehnologic; consumul specific de energie electrică este 500—650 kWh/t. În ultima perioadă s-au introdus cuptoare tip U.H.P., cu puteri mărite la aceeași capacitate (Ultra-High — Power) la care timpul de topire s-a redus la jumătate față de cel de la cuptoarele normale, avînd valori de 1—2 h [4.7].

În exploatare, pentru alte procese tehnologice speciale s-au introdus cuptoare cu arc electric în vid, cuptoare pentru reducere cu arc electric și rezistență, cuptoare pentru topire sub strat de flux [4.1, 4.7, 4.26].

A. **Elemente ale construcției cuptoarelor trifazate cu arc electric pentru elaborarea oțelurilor.** Elementele constructive principale, figura 4.41, sînt: electrozii din cărbune sau grafit 1 și portelectrozii din oțel nemagnetic, inclusiv mecanismul lor de deplasare, cuva de topire 2, inclusiv mecanismul de basculare pentru scurgerea metalului și a zgurei, capacul cuptorului 3, rețeaua scurtă formată din barele portelectrodului, cablurile flexibile de cupru răcite cu apă, barele secundare ale transformatorului de alimentare 4 și mecanismul de încărcare tehnologică a cuptorului.

La cuptoarele actuale și de perspectivă, de mare capacitate, avînd diametrul cuvei în jur de 10 m, intervin probleme deosebite atît ale soluției constructive, cît și a calității materialelor utilizate. Există o corelare între *capacitatea cuptorului* (parametru metalurgic), *puterea transformatorului cuptorului* (parametru energetic) și *diametrul cuvei* (parametru geometric).

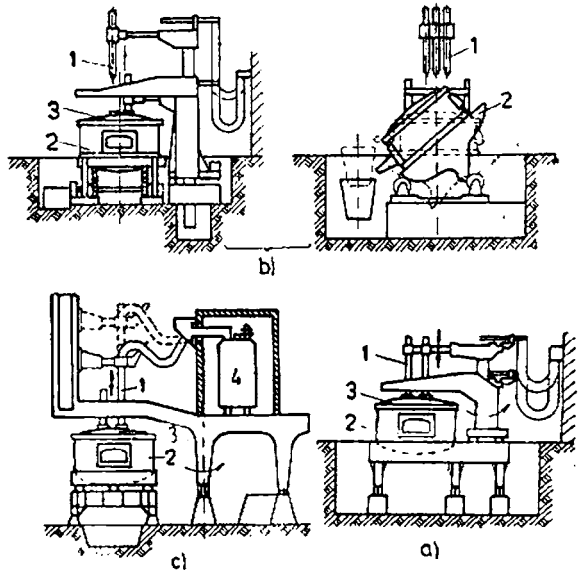


Fig. 4.41. Explicativă pentru construcția cuptoarelor trifazate cu arc :
a — soluția cu electrozi deplasabili pe verticală cît și prin intermediul suportului acestora, care este rabatabil cu capacul cuptorului; b — soluția cu electrozi deplasabili pe verticală; c — soluția cu portal rotativ pentru suportul electrozilor, dispozitivul de ridicare a capacului și transformatorul cuptorului.

Materialele care se utilizează la confecționarea electrozilor cuptoarelor cu arc electric trebuie să prezinte conductivitatea electrică mare, conductivitate termică mică, temperatura de înmuiere ridicată, uzură (consum) redus, rezistență față de agenți chimici (oxigen), să se poată prelucra mecanic și să aibă preț redus. Aceste condiții sînt îndeplinite de cărbune și grafit. Secțiunea electrozilor este circulară. Electrozii de grafit se obțin prin încălzirea electrozilor de cărbune, la o temperatură peste 2 500 °C, operație denumită grafitare. *Operația de grafitare necesită un consum mare de energie electrică* 7 000—8 000 kWh/t, *ceea ce determină costul ridicat al acestor electrozi.* Electrozii de grafit, în raport cu cei de cărbune, sînt folosiți în cuptoarele moderne datorită calităților superioare. La cuptoarele de putere mare, diametrul electrozilor din grafit poate avea valori pînă la 0,6—1 m, lungimea 3 m și admit o densi-

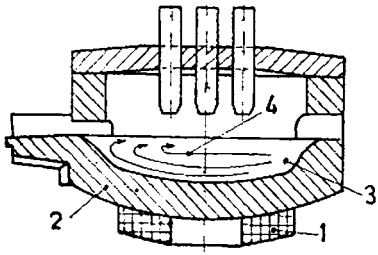


Fig. 4.42. Ansamblul cuptor-agitator inductiv.

tate a curentului în jur de 10—20 A/cm^2. *Alegerea valorii optime a diametrului electrozilor ține seamă de factori constructivi, electrici, termici și economici.* Dacă secțiunea este mărită, pierderile Joule-Lenz sînt micșorate, însă cresc pierderile de căldură ale cuptorului prin conducție în electrod cît și greutatea electrodului.

La cuptoarele avînd capacitatea peste 15t, pentru amestecarea oțelului topit, se realizează o *amestecare pe cale electromagnetică*, folosind agitatoare inductive pe principiul de funcționare al motorului asincron cu rotorul masiv, figura 4.42. Cuplajul electromagnetic al statorului agitatorului inductiv 1 cu oțelul topit 3, din cuva cuptorului trebuie să fie cît mai strîns. Fundul carcasei cuptorului 2 în zona statorului-arc se execută din oțel nemagnetic. Adîncimea de pătrundere a cîmpului electromagnetic în oțelul topit 3 depinde de frecvența tensiunii de alimentare a înfășurărilor statorului 1. Frecvența optimă se consideră aceea pentru care adîncimea de pătrundere are o valoare în jur de 0,7 din adîncimea maximă a metalului din baia cuptorului. Ca urmare, frecvența tensiunii de alimentare se situează în domeniul 0,2—3 Hz, valorile mai mici corespund la cuptoare avînd capacitatea mare. Avantajele amestecării băii de oțel topit sînt legate de omogenitatea băii, cu consecințe favorabile sub aspectul cîmpului termic și al desfășurării reacțiilor metalurgice din perioada de afinare. De asemenea, intervine o ușurare a operației de scoatere a zgurei datorită mișcării sale pe suprafața băii de oțel topit în direcția 4 de la jgheabul de golire spre gura de lucru a cuptorului. În literatura de specialitate sînt prezentate caracteristicile unor agitatoare inductive din seria curentă de fabricație [4.1, 4.7].

B. **Probleme specifice alimentării cu energie electrică a cuptoarelor trifazate cu arc electric pentru elaborarea oțelurilor.** La alegerea și dimensionarea schemei de alimentare cu energie electrică a cuptoarelor cu arc electric trebuie să se țină seamă de următoarele (figura 4.43):

a. Puterea dezvoltată în arcul electric variază în timpul elaborării șarjei. În perioada de topire puterea este maximă, iar în perioada de afinare (operație metalurgică prin care se urmărește înlăturarea impurităților dintr-un metal) puterea este mult mai

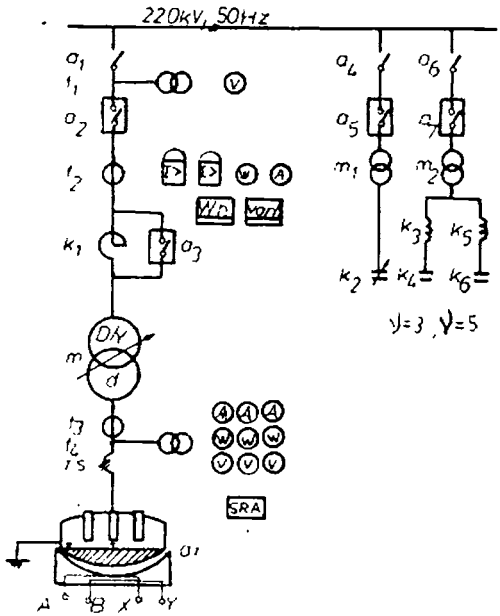


Fig. 4.43. Schema electrică a cuptorului cu arc electric :
a_1, a_4, a_6 — separatoare; a_2, a_3, a_5 a_7 — întreruptoare automate; f_1, f_2, f_3, f_4 — transformatoare de măsură pe partea de înaltă și joasă tensiune: I — relee pentru protecție maximală de curent; k_3—k_4 și k_5—k_6 — filtre absorbante pentru armonicele $\nu = 3$ și 5; m_1, m_2 — transformatoare auxiliare.

redusă. Este necesar să se prevadă alimentarea cuptorului de la rețeaua de înaltă tensiune 6—220 kV peste un transformator notat cu m, de tensiune reglabilă, cu prize în primar. Tensiunea de alimentare a cuptoarelor cu arc este redusă, existînd posibilitatea de a se modifica în trepte a 15—25 V în domeniul 100—700 V, în schimb curenții sînt foarte mari (peste 50 kA). Pentru a reduce pierderile în conductoarele de alimentare ale cuptorului, transformatorul se așază cît mai aproape de cuptor.

b. Variația puterii active în cadrul aceleiași faze a procesului tehnologic impune un sistem de reglaj automat (*SRA*) a poziției electrozilor.

c. Factorul de putere este redus și variabil, între 0,6—0,85, ca urmare pentru compensare pînă la valoarea neutrală devine obligatorie utilizarea unei baterii de condensatoare derivație comutabilă în trepte k_2. Modificările rapide și foarte rapide ale regimului de funcționare a arcului electric determină variații corespunzătoare ale curentului și puterii reactive, care provoacă oscilații de tensiune influențînd alimentarea celorlalți consumatori. Folosirea unor contactoare cu tiristoare permite comutarea rapidă a treptelor bateriei de condensatoare în corelare cu necesitățile momentane ale puterii reactive care trebuie compensată.

d. Pentru reducerea regimului deformant (în mod deosebit armonicele de ordinul $\nu = 3$ și 5 ale curentului) sînt obligatorii filtre electrice absorbante.

e. Datorită rezistenței electrice diferite a arcurilor pe cele trei faze intervine un regim dezechilibrat, atenuat prin intervenția

sistemului de reglaj automat SRA. Totodată, rețeaua scurtă, notată cu *rs*, introduce și ea un dezechilibru care se reduce prin conexiuni și realizări constructive specifice.

f. Atingerea încărcăturii topite cu electrodul corespunde unei situații de scurtcircuit. Acest lucru se poate produce foarte frecvent. Pentru a limita șocurile de curent se introduce în circuit o bobină de reactanță k_1, corespunzător dimensionată, astfel ca raportul dintre curentul de scurtcircuit și curentul nominal, $I_{sc}/I_N \leqslant 2{,}5$. Este necesar să se prevadă dispozitive automate care să înlăture în mod rapid scurtcircuitul. În perioada de afinare, cînd scurtcircuitul este rar și arderea arcului stabilă, bobina poate fi scoasă din circuit.

j. Pentru a realiza agitația tehnologică a băii de oțel topit sînt necesare agitatoarele inductive, notate cu *ai*.

C. **Rețeaua scurtă** *rs*, figura 4.43, este porțiunea de circuit cuprinsă între bornele secundare ale transformatorului și electrozi. *Conexiunea fazelor și realizarea constructivă a rețelei scurte* determină o influență asupra randamentului electric, factorului de putere și regimului de funcționare al cuptorului, datorită reactanței proprii și mutuale și a rezistenței majorate prin efectul pelicular și de proximitate între conductoarele aceleiași faze a rețelei scurte.

Fazele rețelei scurte pot fi legate în *stea-conexiune monofilară*, figura 4.44 *a*, utilizată la cuptoare avînd capacitatea sub 10 t; *în triunghi nesimetric — conexiune bifilară* prin cele două conduc-

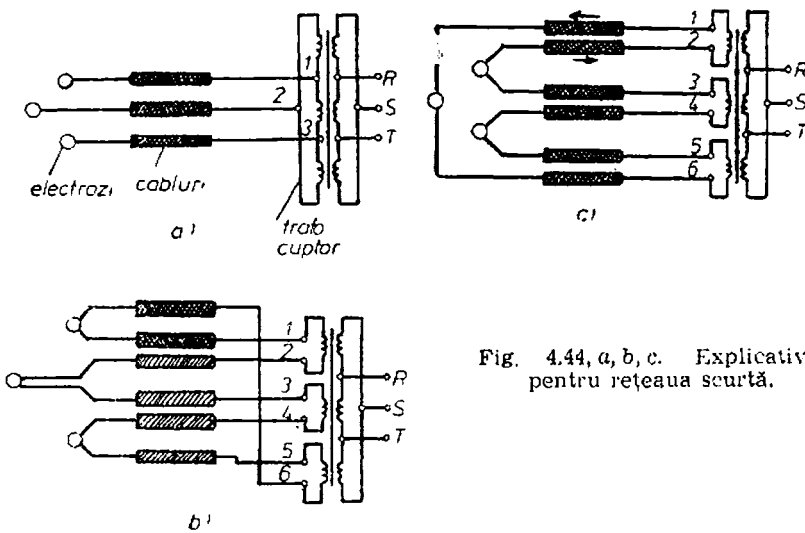


Fig. 4.44, *a*, *b*, *c*. Explicativă pentru rețeaua scurtă.

toare vecine circulă curenţi în sensuri opuse, figura 4.44 *b*, utilizată la cuptoare avînd capacitatea 20—100 t; în *triunghi simetric-conexiune bifilară*, figura 4.44 *c*, utilizată la cuptoare de capacitate peste 100 t. Schemele de alimentare bifilare elimină în mare măsură nesimetria, dar din punct de vedere constructiv sînt mai complexe, iar pe de altă parte consumul de cupru este de $2/\sqrt{3}=1{,}15$ ori mai mare decît la schemele monofilare.

Gradul de dezechilibru al puterilor este definit prin relaţia

$$\delta P=3\frac{P_t-P_s}{P_a}100\%, \tag{4.58}$$

unde P_t, P_s sînt puterea pe *faza tare* (cea mai încărcată), respectiv pe *faza slabă* (cea mai puţin încărcată), P_a — puterea trifazată dezvoltată în arcurile cuptorului. *Pentru orientare, se prezintă valoarea gradului de dezechilibru al puterilor unui cuptor trifazat cu arc de 200 tone în raport cu cele trei conexiuni anterior prezentate ale reţelei scurte*: δP [%]=35,7; 29,2 şi 6,2 pentru conexiunile stea, triunghi nesimetric, respectiv triunghi simetric.

Pentru funcţionarea în bune condiţii a cuptoarelor cu arc electric este necesar ca la fiecare electrod să se degaje aceeaşi cantitate de căldură. Egalitatea puterii pe cele trei faze corespunde la impedanţe egale ale celor trei faze. Reactanţa de dispersie a transformatorului şi reactanţa bobinei de şoc, la alimentarea cu un sistem simetric de tensiuni este aceeaşi pentru cele trei faze. Reactanţa reţelei scurte este determinată de inductivităţile proprii ale fazelor, care pot fi egale, cît şi de inductivităţile mutuale care în general nu sînt egale pentru cele trei faze.

De exemplu în cazul unui sistem trifazat simetric şi la o dispunere a conductoarelor reţelei scurte într-un plan, figura 4.45, calculul inductivităţii conductoarelor pe cele trei faze se face astfel [4.4]. Tensiunea electromotoare indusă în faza 1 este

$$u_{e1}=-L_{11}\frac{di_1}{dt}-L_{21}\frac{di_2}{dt}-L_{31}\frac{di_3}{dt}, \tag{4.59}$$

în care L_{11} este inductivitatea proprie a conductorului 1, iar L_{21} şi L_{31} sînt inductivităţi mutuale. Deoarece pentru curenţi avem

$$\underline{I}_1=Ie^{j\omega t}\quad \underline{I}_2=Ie^{j\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)}\quad \text{şi}\quad \underline{I}_3=Ie^{j\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)},$$

pentru tensiunea electromotoare indusă în conductorul fazei 1 rezultă

$$\underline{U}_{e1}=-j\omega L_{11}Ie^{j\omega t}-j\omega L_{21}Ie^{j\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)}-j\omega L_{31}Ie^{j\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)}. \tag{4.60}$$

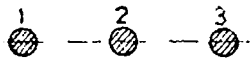


Fig. 4.45. Aşezarea într-un plan a celor trei faze.

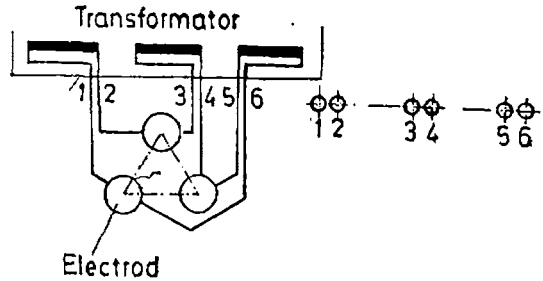


Fig. 4.46. Sistem trifazat bifilar.

Împărţind relaţia (4.60) cu $-\underline{I}_1$ se obţine

$$\underline{Z}_1 = j\omega L_{11} + j\omega L_{21} e^{-j\frac{2\pi}{3}} + j\omega L_{31} e^{-j\frac{4\pi}{3}}, \tag{4.61}$$

sau

$$\underline{Z}_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}(\omega L_{21} - \omega L_{31}) + j\omega\left(L_{11} - \frac{1}{2}L_{21} - \frac{1}{2}L_{31}\right). \tag{4.62}$$

Calculînd la fel, pentru celelalte două faze rezultă

$$\underline{Z}_2 = \frac{\sqrt{3}}{3}(\omega L_{32} - \omega L_{12}) + j\omega\left(L_{22} - \frac{1}{2}L_{32} - \frac{1}{2}L_{12}\right). \tag{4.63}$$

$$\underline{Z}_3 = \frac{\sqrt{3}}{2}(\omega L_{13} - \omega L_{23}) + j\omega\,(L_{33} - \frac{1}{2}L_{13} - \frac{1}{2}L_{23}). \tag{4.64}$$

Dacă $L_{12}=L_{21}=L_{23}=L_{32}=M_1$ şi $L_{13}=L_{31}=M_2<M_1$ se obţin următoarele expresii pentru relaţiile (4.62), (4.63) şi (4.64)

$$\left.\begin{aligned}
&\underline{Z}_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}\omega\,(M_1 - M_2) + j\omega\left(L_{11} - \frac{1}{2}M_1 - \frac{1}{2}M_2\right).\\
&\underline{Z}_2 = j\omega\,(L_{22} - M_1),\\
&\underline{Z}_3 = \frac{\sqrt{3}}{2}\omega\,(M_2 - M_1) + j\omega\left(L_{33} - \frac{1}{2}M_2 - \frac{1}{2}M_1\right).
\end{aligned}\right\} \tag{4.66}$$

în care se introduc notaţiile

$$\left.\begin{aligned}
&r_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}(M_1 - M_2) > 0, \quad L_1 = L_{11} - \frac{1}{2}(M_1 + M_2),\\
&r_2 = 0, \qquad\qquad\qquad L_2 = L_{22} - M_1,\\
&r_3 = -\frac{\sqrt{3}}{2}(M_1 - M_2) < 0, \quad L_3 = L_{33} - \frac{1}{2}(M_1 + M_2).
\end{aligned}\right\} \tag{4.67}$$

Se face remarca că r_1, r_2, r_3 au sensul de rezistențe ohmice provenite din cuplajele electromagnetice dintre faze, iar L_1, L_2, L_3 reprezintă inductivitățile rețelei scurte pe cele trei faze. Rezultă că se mărește rezistența ohmică a conductorului primei faze și se micșorează rezistența ohmică a conductorului fazei a treia.

Dacă soluția adoptată pentru conductoarele rețelei scurte corespunde sistemului trifazat bifilar, figura 4.46, atunci pentru sistemul de curenți avem

$$\left.\begin{aligned} \underline{I}_1 &= Ie^{j\omega t} \quad ; \quad \underline{I}_4 = Ie^{j\left(\omega t-\frac{5\pi}{3}\right)}, \\ \underline{I}_2 &= Ie^{j(\omega t-\pi)} \quad ; \quad \underline{I}_5 = Ie^{j\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)}, \\ \underline{I}_3 &= Ie^{j\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)} ; \quad \underline{I}_6 = Ie^{j\left(\omega t-\frac{7\pi}{3}\right)}. \end{aligned}\right\} \tag{4.68}$$

Tensiunea electromotoare indusă în conductorul 1 al primei faze este

$$\underline{U}_{e1} = -j\omega I\left[L_{11}e^{j\omega t}+L_{21}e^{j(\omega t-\pi)}+L_{31}e^{j\left(\omega t-\frac{2\pi}{3}\right)}+L_{41}e^{j\left(\omega t-\frac{5\pi}{3}\right)}+\right.$$
$$\left.+L_{51}e^{j\left(\omega t-\frac{4\pi}{3}\right)}+L_{61}e^{j\left(\omega t-\frac{7\pi}{3}\right)}\right]. \tag{4.69}$$

Împărțind relația (4.69) cu $-\underline{I}_1$ se obține expresia

$$\underline{Z}_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}(\omega L_{31}-\omega L_{41}-\omega L_{51}+\omega L_{61})+j\omega\left(L_{11}-L_{21}-\frac{1}{2}L_{31}+\right.$$
$$\left.+\frac{1}{2}L_{41}-\frac{1}{2}L_{51}+\frac{1}{2}L_{61}\right). \tag{4.70}$$

În mod analog se obțin relațiile lui $\underline{Z}_2$ și $\underline{Z}_3$ pentru celelalte două faze.

Reducerea inductivităților rețelei scurte se poate obține prin: micșorarea lungimii conductoarelor, instalîndu-se transformatorul cît mai aproape de cuptor; apropierea între ele a conductoarelor celor trei faze, ceea ce duce la mărirea inductivităților mutuale, folosirea sistemului trifazat bifilar (v. comparativ relațiile 4.62 și 4.70). Impedanțele celor trei faze sînt în general diferite (v. relația 4.67). Inductivitatea fazei mijlocii L_2 este mai mică decît a fazelor extreme L_1 și L_3, iar rezistența r_2 are valoarea zero. În conductorul fazei 1 are loc o pierdere de putere

$$\Delta P = \frac{\sqrt{3}}{2}\omega\,(M_1-M_2)\,I^2, \tag{4.71}$$

iar în conductorul fazei 3 se introduce o putere egală cu cea pierdută în faza 1. Rezultă o circulație de putere din faza 1 în faza 3. Datorită acestui fenomen, faza 1 se numește *faza slabă*, iar faza 3 *fază tare*. Fenomenul de nesimetrie are loc în condițiile în care puterea totală a rețelei scurte nu se modifică. Din analiza relației (4.71) rezultă că puterea transmisă de la faza 1 la faza 3 crește cu pătratul curentului, adică fenomenul de nesimetrie este mai pronunțat la cuptoarele de putere mai mare și mai ales atunci cînd se lucrează cu trepte de tensiune redusă în secundarul transformatorului de alimentare. Creșterea puterii în faza tare duce la degradarea mai rapidă a căptușelii cuptorului în zona electrodului fazei respective.

Pentru eliminarea circulației de putere între faza slabă și faza tare se recomandă următoarele soluții: așezarea conductoarelor celor trei faze, pe o lungime cît mai mare a rețelei scurte, în vîrfurile unui triunghi echilateral ($M_1=M_2$ și $\Delta P=0$); reglarea separată a tensiunilor secundare pe cele trei faze ale transformatorului, astfel ca tensiunea fazei slabe să fie mai mare decît tensiunea fazei tari. La cuptoarele de putere mică și mijlocie, deoarece parametrii rețelei scurte sînt neglijabili în raport cu cei ai transformatorului și ai bobinei de șoc, fenomenul de nesimetrie este redus.

Din considerente constructive, în apropierea rețelei scurte se găsesc piese de oțel în care se produc pierderi de putere datorită variației în timp a fluxurilor magnetice. Acest dezavantaj este însoțit și de faptul că prezența maselor de oțel micșorează reluctanța circuitului magnetic din jurul conductoarelor, provocînd creșterea inductivităților fazelor rețelei scurte. Mărimea pierderilor de putere depinde de forma și așezarea pieselor de oțel. De exemplu, inelele de oțel ale suporților de electrozi sînt sediul unor pierderi importante. Pentru reducerea acestor pierderi de putere se micșorează suprafețele pieselor de oțel paralel cu liniile de cîmp; întreruperea circuitului magnetic prin întrefieruri umplute cu plăci din materiale neferomagnetice (cupru, aluminiu); ecranarea pieselor de oțel cu plăci din cupru.

D. **Caracteristici de funcționare ale cuptoarelor cu arc electric.** La baza deducerii caracteristicilor de funcționare stă ipoteza că arcul electric reprezintă o rezistență liniar variabilă. Caracteristicile de funcționare se referă la fenomenele din întreaga instalație de alimentare și cuptor. Dacă se neglijează curentul de magnetizare al transformatorului se obține schema echivalentă simplificată, figura 4.47, în care s-au notat R_1 și X_1 — rezistențele și reactanțele bobinei de șoc, ale înfășurării primare a transformatorului; R_2' și

X_2' — rezistențele și reactanțele reduse la primar ale înfășurării secundare a transformatorului și ale conductoarelor rețelei scurte; r_a' — rezistența redusă la primar, echivalentă arcului electric din cuptor; U — tensiunea de fază a rețelei de alimentare. Se poate scrie

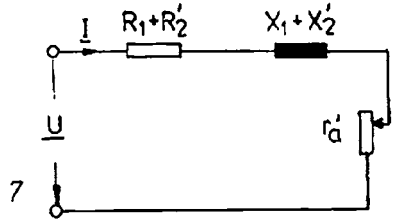


Fig. 4.47. Schema echivalentă a instalației cuptorului cu arc electric.

$$\underline{U}=(R_1+R_2'+r_a')\,I+j\,(X_1+X_2')\,I, \tag{4.72}$$

sau

$$\underline{U}=(R+r_a')\,I+jXI, \tag{4.73}$$

de unde

$$I=\frac{U}{Z}=\frac{U}{\sqrt{(R+r_a')^2+X^2}}. \tag{4.74}$$

Dacă rezistența arcului electric r_a' este variabilă, la tensiunea de alimentare U=const., locul geometric al vîrfului segmentului care reprezintă curentul I este un cerc, figura 4.48. Pentru punctul nominal de funcționare F, defazajul $\varphi=\varphi_N$. Diametrul cercului corespunde curentului de scurtcircuit teoretic $I_{sci}=U/X$. În caz de scurtcircuit, avem punctul de scurtcircuit pentru care

$$I_{sc}=\frac{U}{Z_{sc}}=\frac{U}{\sqrt{R^2+X^2}} \tag{4.75}$$

și

$$\cos\varphi_{sc}=\frac{R}{\sqrt{R^2+X^2}}. \tag{4.76}$$

Cercul curentului unui cuptor cu arc electric, figura 4.48, este asemănător cu acela al unei mașini asincrone și se determină printr-o probă de funcționare în gol, $r_a'=\infty$ și o probă de scurtcircuit, $r_a'=0$. *Deosebirea constă în aceea că mașina asincronă poate funcționa în regim de motor (receptor), generator sau frînă, în timp ce cuptorul nu poate funcționa decît în regim de receptor.* Corespunzător acestei situații, diagrama circulară a curentului cuptorului cu arc electric își menține valabilitatea numai pe porțiune cuprinsă între punctul de mers în gol notat cu 0 și punctul de scurtcircuit notat cu S. În general, cuptoarele cu arc electric funcționează la curenți de sarcină mari și ca urmare influența curentului de mers în gol al transformatorului poate fi neglijată în construcția diagra-

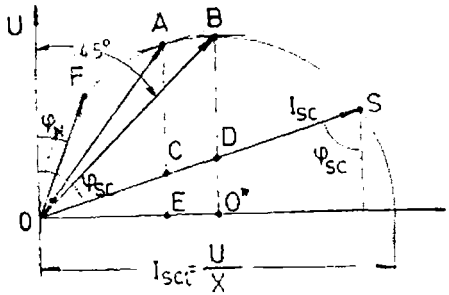


Fig. 4.48. Diagrama circuitului.

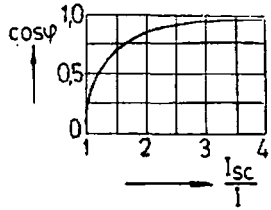


Fig. 4.49. Variația factorului de putere la cuptorul cu arc.

mei curentului. Pentru fiecare din treptele tensiunii secundare a transformatorului se pot determina curbele puterii active absorbite de cuptor P, a puterii degajate în arcul electric P_a, a pierderilor electrice ΔP_e, a factorului de putere cos φ și a randamentului electric η_e în funcție de curentul absorbit de cuptor I. *Aceste curbe reprezintă caracteristici de funcționare ale cuptorului și se construiesc folosind diagrama cercului.* În punctul A, unde tangenta la cerc este paralelă cu dreapta OS se determină maximul puterii degajate în arcul electric (segmentul AC), defazajul $\varphi_A = \frac{1}{2}\varphi_{sc}$. În punctul B, unde tangenta la cerc este paralelă cu I_{sci} se determină maximul puterii active absorbite de cuptor (segmentul BO^*), defazajul $\varphi_B = 45^\circ$ și cos $\varphi_B = 0{,}707$. Segmentele CE și DO^* sînt proporționale cu pierderile electrice. În punctele O și S, corespunzătoare funcționării în gol respectiv în scurtcircuit, puterea arcului este nulă. Domeniul curenților de lucru este situat în zona $\varphi < \varphi_A$.

Factorul de putere poate fi calculat din relația

$$\cos\varphi = \sqrt{1-\sin^2\varphi} = \sqrt{1-\left(\frac{XI}{U}\right)^2} \simeq \sqrt{1-\frac{1}{\left(\frac{I_{sc}}{I}\right)^2}} \quad (4.77)$$

a cărei reprezentare grafică este redată în figura 4.49. Pentru menținerea unui factor de putere în jur de 0,85, raportul I_{sc}/I va fi 1,8—2,5.

În figura 4.50, cu caracter de informare, sînt reprezentate caracteristicile de funcționare ale unui cuptor cu arc electric, de topit oțel, avînd capacitatea de 120 t, pentru treapta superioară de 480 V a tensiunii secundare a transformatorului de alimentare.

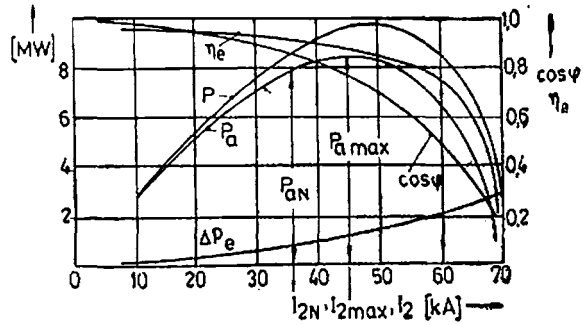


Fig. 4.50. Caracteristici de funcționare la un cuptor electric cu arc.

La o analiză mai riguroasă, în calculul randamentului electric, prin P_a trebuie să se cuprindă puterea dezvoltată în arc, cît și cea dezvoltată în porțiunea de electrod care se află în interiorul cuptorului. Regimul nominal de funcționare al cuptorului se caracterizează prin curentul nominal I_{2N}, care este mai mic decît acea valoare a curentului I_{2max} pentru care puterea degajată în arcul electric este maximă P_{amax}. Creșterea puterii degajate în arcul electric peste valoarea nominală P_{aN} se face în condițiile scăderii randamentului electric. Puterea utilă este puterea în arc, mai puțin pierderile termice. Pierderile termice corespunzătoare unei faze rezultă prin împărțirea pierderilor termice totale la numărul fazelor.

În concluzie, valoarea curentului nominal al cuptorului cu arc electric se situează între valoarea curentului pentru care randamentul total este maxim și cea pentru care puterea utilă din arcul electric este maximă.

E. **Reglarea regimului de funcționare al cuptoarelor cu arc electric de topit oțel.** Metodele folosite pentru reglarea puterii arcului electric la cuptoarele electrice se bazează pe modificarea tensiunii secundare a transformatoarelor de alimentare a cuptoarelor, atunci cînd se trece de la perioada de topire la cea de afinare și deci puterea arcului se micșorează.

Reglarea prin deplasarea electrozilor se face în cursul aceleiași faze a elaborării șarjei. Se urmărește înlăturarea rapidă a scurtcircuitului electrozilor cu șarja topită (apare frecvent în perioada de topire), restabilirea circuitului în cazul stingerii arcului sau compensarea scurtării electrozilor datorită arderii lor. *Fiecare electrod posedă sistemul său propriu de reglare automată. Ridicarea sau coborîrea electrodului se face folosind sisteme electromagnetice sau electro-*

hidraulice. Aceste soluții sînt detaliat prezentate în [4.7, 4.12, 4.22]. Instalațiile de reglare a electrozilor trebuie să se caracterizeze prin timp de declanșare redus (sub 0,1 s), viteză mare de deplasare a electrodului (în jur de 100 mm/s), oscilații rapid amortizate ale electrodului la stabilirea noilor poziții de echilibru, întreținere redusă, siguranță mare în funcționare. La sistemele electromecanice intervin, pentru deplasarea electrozilor, motoare electrice de acționare la care momentul de inerție al rotorului să fie redus. Reglarea poziției electrodului se face astfel ca să fie menținută constantă una din mărimile care determină regimul de funcționare al arcului electric: tensiunea arcului, curentul prin arc, puterea arcului, factorul de putere al circuitului, rezistența arcului sau lungimea arcului.

Reglajul automat al cuptoarelor cu arc trebuie să determine un consum minim de energie electrică, de electrozi și timp redus de topire. Totodată productivitatea instalației să fie ridicată.

Reglajul electrozilor la cuptoarele cu arc se bazează pe relația $U-A\cdot I-B=0$ (electrozii sînt imobili), (4.78), în care A, B sînt constante specifice pentru fiecare tip de cuptor cu arc și instalație de reglaj. Rezultatul comparației (relația 4.78), diferit de zero, se transmite prin elementul de comparație regulatorului. Elementul de comparație poate fi de exemplu: înfășurarea de comandă a unei amplidine, înfășurările de comandă ale unor amplificatoare magnetice, înfășurările statorice ale unui motor bifazat, circuitele de comandă ale unor tiristoare. Aceste sisteme de reglare automată prezintă dezavantajul că produc modificări de pînă la $\pm 15\%$ ale puterii cuptorului, cu consecințe asupra procesului tehnologic. Soluțiile moderne de reglaj utilizează *calculatorul de proces*, care reglează cu precizie ridicată puterea cuptorului pentru fiecare fază de lucru, în funcție de necesitățile tehnologice. Se folosesc condițiile

$$\Delta W=\int_0^t (P-P_N)\,\mathrm{d}t\to 0, \tag{4.79}$$

$$\Delta I\cdot t=\int_0^t (I-I_N)\,\mathrm{d}t\to 0, \tag{4.80}$$

în care P, I sînt valorile momentane ale puterii, respectiv curentului cuptorului; P_N, I_N — valorile nominale prescrise; ΔW, ΔI — abaterea energiei electrice, respectiv abaterea curentului de la valoarea prescrisă.

4.3.3. ALTE UTILIZĂRI INDUSTRIALE ALE ARCULUI ELECTRIC ÎN INSTALAȚIILE ELECTROTERMICE

4.3.3.1. CUPTOARE CU PLASMĂ

Pentru a aduce un gaz în stare de plasmă, adică într-o fază puternic ionizată, trebuie să i se furnizeze o anumită cantitate de energie. Temperatura mare care caracterizează prezența plasmei, 6 000 – 20 000 K, nu rezultă în urma unor reacții chimice exoterme, ci datorită recombinării ionilor în atomi și a atomilor în molecule cu cedarea căldurii acumulate la ionizare, ceea ce are loc în apropierea pieselor de prelucrat, unde temperatura este mai scăzută.

Utilizarea plasmei termice în cadrul tehnologiilor moderne neconvenționale se extinde în practica industrială pentru [4.7]:

— topirea metalelor și aliajelor greu fuzibile, în cuptoare cu plasmă;

— obținerea unor produse chimice (acetilenă, oxid de azot, nitruri, fosfor) prin reacții puternic endotermice, în cuptoare cu plasmă;

— sudarea și tăierea metalelor și aliajelor cu punct de fuziune ridicat, a semiconductoarelor și ceramicii, cu arzătoarele cu plasmă;

— pulverizarea materialelor greu fuzibile (wolfram, molibden) sau având temperaturi mai scăzute de topire (aluminiu, cupru) cu arzătoare cu plasmă, în vederea realizării unor acoperiri anticorosive, refractare și rezistente la uzură. Funcționarea instalațiilor cu plasmă se caracterizează prin performanțe ridicate permițînd rezolvarea unor probleme tehnologice speciale în construcția de reactoare nucleare, avioane și rachete, nesoluționate cu ajutorul metodelor clasice.

Între plasmă și arcul electric există deosebiri:

a. Arcul electric de sudură are ca mediu ionizat aerul la parametrii atmosferici, iar plasma se dezvoltă într-un gaz introdus în spațiul arcului. Chiar la plasma de aer, amestecul gazos nu mai are parametrii atmosferici.

Proprietățile plasmei, respectiv calitatea prelucrărilor, în special la tăiere, depind în mare măsură de proprietățile fizico-chimice ale gazului folosit pentru ionizare. În același timp, mediul trebuie să protejeze electrodul incandescent de wolfram împotriva oxidării și să fie neutru față de metalul de prelucrat. Dezavantajul gazelor monoatomice (argon, heliu), în afara prețului lor relativ ridicat, constă în capacitatea lor redusă de cedare a căldurii obținute în timpul ionizării. La gazele biatomice (azot, hidrogen) se produce o

disociere a lor la trecerea prin ajutaj, însoțită de o creștere a puterii absorbite. Această căldură de disociere este apoi cedată metalului de prelucrat, asigurîndu-se astfel o productivitate mai mare. Unele instalații de plasmă folosesc ca și gaz plasmagen amestecul de azot cu aer.

b. Aerul ionizat din arcul electric de sudare împreună cu gazele dezvoltate au o presiune practic egală cu presiunea atmosferică. La plasmă gazele se introduc sub presiune, ceea ce determină o curgere cu viteze mai mari a plasmei ionizate.

c. Temperatura arcului electric este mult inferioară față de temperatura plasmei.

d. Coloana arcului electric de sudare este tronconică, iar coloana plasmei este cilindrică. Plasma este puternic strangulată mecanic și electromagnetic. Gîtuirea mecanică a plasmei se datorește contactului dintre jetul fierbinte de gaz și duza răcită intens. Ca urmare, în vecinătatea duzei amestecul de gaze se deionizează, secțiunea coloanei ionizate scade, ceea ce este echivalent cu un efect de strangulare a ei. Strangularea electromagnetică intervine datorită atracției curenților electrici paraleli conținuți de coloana plasmei. Cele două efecte conduc la reducerea secțiunii plasmei cu 20–50% față de secțiunea cea mai mică a duzei.

După felul surselor de energie electrică cu ajutorul cărora se produce plasma se distinge:

a. Plasma produsă cu ajutorul unui *arc electric alimentat în curent continuu*. Această plasmă realizează temperaturi cuprinse între 6 000–15 000 K, la puteri ce pot atinge sute de kilowați. Sursele de energie electrică pentru alimentarea instalației de plasmă pot fi convertizoarele de sudare sau redresoarele trifazate, care prezintă o caracteristică exterioară căzătoare, figura 4.51.

b. Plasma obținută cu ajutorul unui *arc de curent alternativ* înlocuiește, din punct de vedere economic, plasma produsă în curent continuu atunci cînd puterea disponibilă depășește 100 kW. Electrozii se leagă la o sursă de curent alternativ, figura 4.52.

c. Plasma obținută cu ajutorul unei surse *de înaltă frecvență* arde mai stabil decît cea de frecvență industrială. Puterea maximă a unui generator de plasmă alimentat cu curent de înaltă frecvență este de ordinul kilowaților.

Aplicațiile industriale ale plasmei termice sînt detaliat prezentate în literatura de specialitate [4.2, 4.7, 4.19, 4.27]. *Sursele de alimentare cu energie electrică a generatoarelor de plasmă trebuie să asigure arderea stabilă a arcului de plasmă. Ca urmare, caracte-*

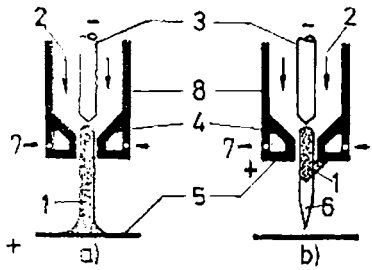


Fig. 4.51. Producerea plasmei cu ajutorul arcului electric de curent continuu: a — cu arc de plasmă; b — cu jet de plasmă; 1 — coloana arcului; 2 — gaz; 3 — catod de wolfram; 4 — ajutaj de cupru răcit cu apă; 5 — anod; 6 — jet cu plasmă; 7 — apă de răcire; 8 — tub izolator.

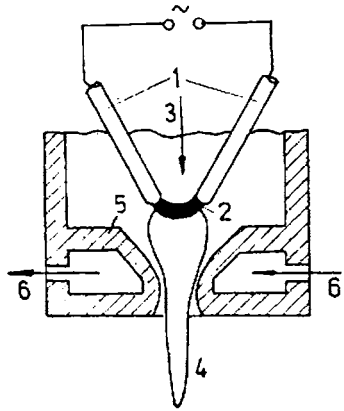


Fig. 4.52. Producerea plasmei cu curent alternativ sau notat: 1 — electrozii din wolfram; 2 — arc electric; 3 — gaz; 4 — jet de plasmă; 5 — ajutaj din cupru răcit cu apă; 6 — apă de răcire.

risticile statice exterioare trebuie să fie pronunțat căzătoare (v. relația 4.81). Instalațiile de sudare, tăiere și încărcare cu plasmă pot să funcționeze și cu surse de alimentare clasice, care au caracteristicile statice exterioare mai puțin înclinate. Sursele clasice au rezistența dinamică între 0,1—0,5 V/A. La sursele electrice speciale pentru sudare și tăiere cu plasmă, rezistența dinamică a sursei, în zona curentului de lucru, crește pînă la 0,5—5 V/A, asigurînd performanțe dinamice superioare ale comportării ansamblului sursă electrică-arc. *Se demonstrează că forma caracteristicii exterioare a sursei influențează valoarea puterii maxime care poate fi cedată arcului electric.* Astfel, dacă se admit două caracteristici statice exterioare căzătoare, una *liniară* și o a doua *eliptică*, puterea maximă care poate fi cedată arcului electric este $1/4\ U_0 I_{sc}$, respectiv $1/2\ U_0 I_{sc}$, figura 4.53. Ca urmare, în punctul optim de funcționare sursa cu caracteristică exterioară statică de formă eliptică (deci mai pronunțat căzătoare în zona curenților de lucru) va avea randamentul și factorul de putere mai mare decît al sursei cu caracteristica statică liniară.

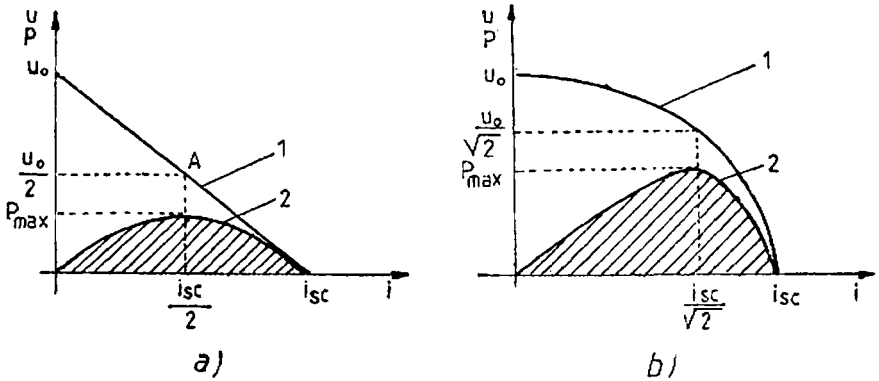


Fig. 4.53. Corelarea formei caracteristicii exterioare a sursei cu puterea cedată arcului electric:
a — caracteristică liniară; b — caracteristică eliptică; 1 — caracteristica exterioară a sursei; 2 — curba puterii.

4.3.3.2. SUDAREA CU ARCUL ELECTRIC

A. Sudarea cu arcul electric se realizează în diverse variante elaborate în corelare cu necesităţile concrete ale procesului tehnologic respectiv. Unele modalităţi de sudare cu arcul electric sînt [4.15, 4.21, 4.24]:

a. *Sudarea cu arc descoperit cu electrod fuzibil.* Arcul arde între piesele de sudat şi electrodul metalic. Căldura dezvoltată de arcul electric topeşte electrodul, iar materialul rezultat realizează îmbinarea sudată a pieselor. Electrozii pot fi înveliţi sau neînveliţi. Se lucrează atît în curent continuu cît şi în curent alternativ. Tensiunea este între 12—60 V şi este în funcţie de diametrul şi tipul electrodului. Sudarea manuală se foloseşte pînă la 0,6 kA, iar sudarea automată pînă la 2 kA.

b. *Sudarea cu arc acoperit cu electrod fuzibil.* Arcul electric arde într-o zonă închisă, protejată faţă de acţiunile atmosferei printr-un strat de flux care, acoperind baia de sudură, elimină posibilitatea stropirii cu metal lichid. Sudarea sub strat de flux oferă posibilitate de ridicare a intensităţii curentului şi deci mărirea productivităţii procesului de sudare faţă de sudarea cu arc descoperit. Valori orientative: tensiunea 20—70 V; curentul 100—5 000 A; densitatea de curent în electrod 20—200 A/mm^2; viteza sîrmei electrod 10—

—300 m/h. Fluxul de sudare constă dintr-o masă granulată, cu rol asemănător învelișului electrodului și anume: — protecție a locului de topire printr-un strat de flux; — influență metalurgică asupra materialului depus, prin componentele cuprinse în pulbere; — stabilizarea arcului electric prin adaos de elemente ușor ionizabile. Avansul sîrmei electrod poate fi automatizat, fie în funcție de tensiunea pe arc, fie la viteză constantă.

c. *Sudarea cu arc protejat.* La sudarea aluminiului și aliajelor sale, a magneziului, cuprului și a oțelurilor aliate este necesar ca metalul topit, la trecerea de la electrod la piesă, să fie protejat de influența atmosferei. Protejarea se face prin folosirea gazelor, ca argon, hidrogen, bioxid de carbon etc.

d. *Sudarea electrică în baie de zgură* este un procedeu de sudare prin topire, care folosește efectul Joule-Lenz al curentului electric în baia de zgură; dezvoltarea mare de căldură este datorată conductivității electrice reduse pe care o are baia de zgură. Electrodul-sîrmă este introdus în baia de zgură și se găsește permanent sub tensiune, iar prin topire se depune metal pe fundul băii, unde după solidificare formează cusătura sudată; sudura se formează forțat, cu ajutorul unui sistem de saboți-patine. Acest procedeu este utilizat la sudarea obiectelor metalice de grosimi mari, fiind productiv.

B. **Surse de sudare cu arcul electric.** Felul curentului, curent continuu sau curent alternativ, se alege pe baza cerințelor procesului tehnologic în vederea realizării soluției tehnico-economice optime. În tehnica sudării cu arc electric sînt frecvent întîlnite următoarele surse electrice [4.5]:

a. *Generatoare rotative de curent continuu de construcție specială* — generatorul cu excitație separată și serie antagonistă, generatorul cu excitație în derivație și serie antagonistă, generatorul cu poli divizați, generatorul cu cîmp transversal, generatorul cu trei poli, generatorul cu prag de dispersie. Aceste surse prezintă *caracteristici statice exterioare căzătoare*, acoperindu-se un domeniu mare de valori *a—b*, corespunzătoare condițiilor de funcționare stabilă ale sistemului sursă-arc electric de sudare, figura 4.54.

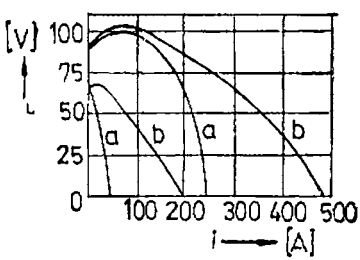


Fig. 4.54. Caracteristici exterioare la generatorul de curent continuu cu excitație separată și serie antagonistă.

Generatoarele rotative de curent continuu sînt antrenate de motoare electrice (motoare trifazate asincrone cu rotorul în colivie) — grupuri convertizoare de sudare,

sau de motoare termice (diesel, motoare cu benzină etc.) — agregate de sudare. Utilizarea agregatelor de sudare se face în condițiile de șantier unde lipsește posibilitatea racordării la rețeaua electrică de forță. Pentru orientare se precizează că, unele generatoare mai mari de curent continuu realizează curenți de lucru în limitele de reglare 200—800 A, pentru DA =65%, tensiunea de lucru fiind 45 V.

b. *Redresoarele* pentru sudare îmbină unele avantaje ale generatoarelor rotative de curent continuu cu cele ale transformatoarelor. Față de generatoare, redresoarele prezintă avantajul unui randament mai bun, fiind totodată mai robuste decît acestea. Costul, gabaritul și greutatea redresoarelor sînt mai mici decît cele corespunzătoare generatoarelor rotative de curent continuu echivalente. Inerția electromagnetică a redresoarelor este mai mică decît în cazul generatoarelor, tensiunea și curentul arcului trecînd practic instantaneu de la o valoare la alta în cazul variației regimului de sudare. Dezavantajul redresoarelor constă în faptul că tensiunea arcului variază odată cu tensiunea rețelei, în timp ce grupurile motor-generator, datorită inerției electromecanice și electromagnetice, în mod practic nu sînt sensibile la variațiile de scurtă durată ale tensiunii rețelei. Față de transformatoare, redresoarele se comportă mai favorabil sub aspectul stabilității arderii arcului. Redresoarele trifazate asigură o încărcare simetrică a rețelei de alimentare și sînt folosite la sudarea manuală a pieselor de grosime mică, la sudarea automată sub flux a pieselor subțiri cu sîrmă de diametru redus. Instalațiile de sudare cu redresoare de putere mai mare realizează curenți de lucru în limitele de reglare 35—400 A, la DA = =100%, tensiunea de lucru fiind 24—42 V. Pentru obținerea unor caracteristici exterioare căzătoare se folosește, de exemplu montajul din figura 4.55, *a. Caracteristicile exterioare ale transformatorului sînt căzătoare datorită dispersiei mari a înfășurării secundare* determinată de geometria miezului magnetic. Variația premagnetizării miezului magnetic, cu ajutorul înfășurării de comandă, permite modificarea în limite largi a regimului de sudare, figura 4.55, *b*.

c. *Sursele de curent alternativ* pentru alimentarea arcului electric de sudare prezintă o inductivitate mărită, care asigură obținerea defazajului necesar arderii continue a arcului, precum și caracterul căzător al caracteristicii exterioare, figura 4.56. În majoritatea cazurilor, sursele de curent alternativ sînt transformatoare speciale. Clasificarea acestor transformatoare se face după soluția constructivă de obținere a inductivității care asigură prin reactanța de scurtcircuit mare panta căzătoare a caracteristicii exterioare. Ca surse de curent alternativ, la 50 Hz, pentru sudarea cu arcul

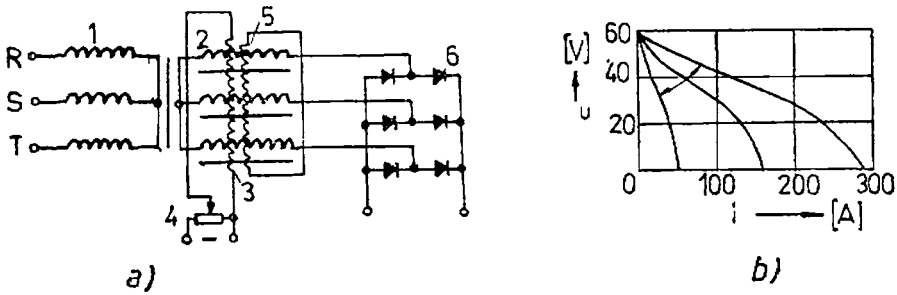


Fig. 4.55, *a*, b. Redresoare cu sursă de c.c. pentru sudare : a — schema electrică; b — caracteristica exterioare; 1, 2 — înfășurarea primară și cea secundară a transformatorului trifazat; 3 — înfășurarea de premagnetizare; 4 — rezistor; 5 — înfășurare în conexiune Δ pentru eliminarea armonicii a treia din tensiunea secundară; 6 — punte trifazată redresoare.

electrice se pot folosi : transformatorul cu inductivitate separată variabilă, intercalată în circuitul de sudare ; transformatorul cu inductivitate avînd miezul feromagnetic corp comun cu cel al transformatorului propriu-zis ; transformatorul cu șunt magnetic ; transformatorul cu bobine mobile.

Transformatoarele de sudare prezintă unele performanțe tehnice și economice superioare grupurilor convertizoare de sudare.

Transformatoarele pentru sudarea la un singur loc de muncă sînt de 10—30 kVA. Curenții de lucru ajung pînă la 700 A, la DA =65%, tensiunea de lucru fiind 30 V. Transformatoarele de putere mai mare intervin în instalațiile de sudare multipost, precum și la sudarea automată.

La instalațiile de sudare multipost cu transformator se folosește un transformator trifazat T cu caracteristică exterioară rigidă. Posturile de sudare, ca număr sînt un multiplu de 3 și sînt compuse din arcul electric în serie cu o bobină L, avînd miez feromagnetic, reglabilă, denumită bobină balast. Repartiția posturilor de sudare P_1, P_2, P_3 pe cele trei faze se face în mod simetric, figura 4.57.

Stabilitatea arderii arcului de curent alternativ este mai redusă decît în curent continuu, datorită procesului de deionizare care are loc în cursul pauzei de curent, la trecerea prin zero a curentului. Dacă arcul electric este alimentat cu o frecvență ridicată, pauzele de curent sînt mai scurte, procesul de deionizare este mai puțin intens și stabilitatea arderii arcului crește. Ameliorarea stabilității este apreciabilă pînă la frecvența de 500 Hz. Totodată are loc scăderea tensiunii de aprindere a arcului. Folosirea curentului

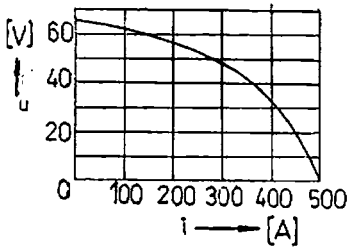


Fig. 4.56. Caracteristică exterioară la transformatoare de sudare.

alternativ de frecvență mărită pentru sudarea cu arc electric este justificată la curenți mici de sudură, sub 100 A.

C. **Caracteristici dinamice ale surselor de sudare.** Sursele de energie electrică pentru sudarea cu arc electric, care deservesc un singur post de sudare trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

a. Tensiunea de mers în gol a sursei să fie cu ceva mai mare decît tensiunea de aprindere a arcului. La sudarea în curent continuu cu electrod metalic, tensiunea de aprindere a arcului este de 30—40 V; pentru electrodul de cărdune, această tensiune crește la 45—55 V. La sudarea cu curent alternativ, tensiunea de aprindere este de 50—60 V.

b. Curentul de scurtcircuit din circuitul de sudare trebuie să depășească cu puțin curentul de lucru. Dacă curentul de scurtcircuit este foarte mare, sursa este solicitată de suprasarcini apreciabile, iar calitatea sudurii se reduce datorită împroșcării metalului lichid. În cazul cînd curentul de scurtcircuit este mai mic decît curentul de lucru, condițiile sudării se înrăutățesc, deoarece în momentul scurtcircuitului are loc o răcire a zonei care se sudează, datorită micșorării curentului.

c. Sursa trebuie să permită modificarea curentului arcului electric, în funcție de grosimea pieselor ce se sudează. Pentru aceasta sursa va realiza mai multe caracteristici exterioare. Sudarea cu arcul electric este un proces tehnologic în cursul căruia sursa de alimentare funcționează într-un regim dinamic, deoarece sarcina

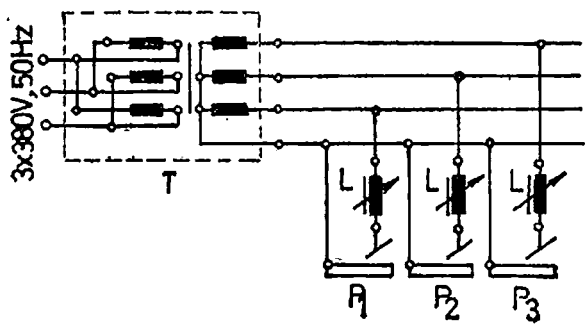


Fig. 4.57. Sistem multipost de sudare.

variază permanent, cu viteză mare. La aprinderea arcului electric de sudare, de exemplu, în cazul sudării manuale electrodul se aduce în contact cu piesa în mod brusc, regimul de funcționare al sursei trece de la gol la scurtcircuit. După aprinderea arcului electric, topirea și desprinderea materialului de pe electrod, sub formă de picături care trec prin arc în drumul lor spre piesă, conduc la variația permanentă a lungimii arcului și deci a tensiunii și curentului acestuia. Condiția unei bune funcționări este ca la variații bruște de curent, tensiunea să varieze foarte repede, adică după ce picătura a trecut la piesa de sudat și s-a ridicat scurtcircuitarea, arcul să se reaprindă imediat. Proprietățile dinamice ale sursei de sudare de curent continuu se determină din oscilogramele înregistrate la stabilirea unui scurtcircuit instantaneu cît și la întreruperea bruscă a unui scurtcircuit, figura 4.58, *a*, în care s-au notat următoarele etape tehnologice: *a* — aprinderea; *b* — sudarea (scurtcircuitele repetate corespund situațiilor cînd picătura de metal este în contact cu electrodul cît și cu piesa de sudat); *c* — stingerea arcului. Din oscilograme se determină curentul de lucru i_l, curentul de scurtcircuit i_{sc}, precum și valorile du/dt și di/dt, ceea ce permite determinarea raportului du/di, care precizează înclinația caracteristicii dinamice a sursei în punctul considerat *P*, figura 4.58, *b*. Se cere ca du/di să fie cît mai mare la scurtcircuit deoarece curentul să fie limitat (raportul între curentul de scurtcircuit și cel de lucru trebuie să fie cuprins între 1,25 și 2), iar la o întrerupere tensiunea să crească repede la tensiunea de aprindere a arcului electric. Se consideră că un generator de curent continuu este corespunzător pentru sudare, dacă tensiunea la bornele lui crește la 30 V într-un timp mai scurt de 0,02—0,03 s de la eliminarea scurtcircuitului. În figura 4.58, *b*, referitoare la funcționarea stabilă a arcului electric se identifică $U(I)$ — caracteristica statică a sursei; $U_a(I)$ — caracteristica sta-

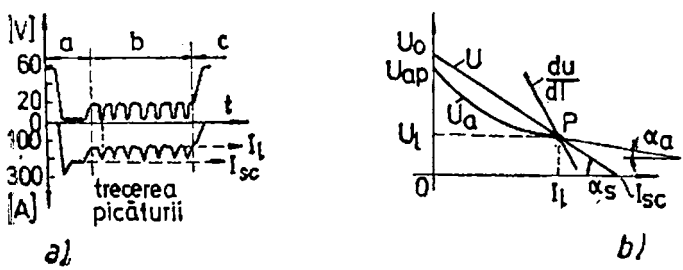


Fig. 4.58, *a*, *b*. Explicativă pentru comportarea sursei electrice de sudare în regim tranzitoriu:
a — oscilograma tensiunii și curentului; b — caracteristici exterioare.

tică a arcului ; U_0 — tensiunea în gol a sursei ; U_{ap} — tensiunea de aprindere ; U_l — tensiunea de lucru ; I_l — curentul de lucru ; I_{sc} — curentul de scurtcircuit al sursei. Pentru punctul de funcționare stabilă P, coeficientul de stabilitate statică k_s, precizat în raport cu caracteristica statică a arcului electric și a sursei se exprimă prin relația :

$$k_s = \frac{dU}{dI} - \frac{dU_a}{dI} = \operatorname{tg} \alpha_s - \operatorname{tg} \alpha_a < 0, \qquad (4.81)$$

în care dU_a/dI este rezistența dinamică a arcului, iar dU/dI — rezistența dinamică a sursei. În unele cazuri, caracteristica statică a arcului de sudare poate fi la început coborîtoare, apoi rigidă și la curenți mari de lucru poate deveni ascendentă. Ca urmare, în cele trei zone rezistența dinamică a arcului este $dU_a/dI < 0$, zero, respectiv $dU_a/dI > 0$. Transformatoarele de sudare alimentate de la rețeaua de 50 Hz prezintă caracteristici dinamice bune deoarece tensiunea crește de la zero la valoarea maximă în 0,005 s.

4.4. ÎNCĂLZIREA CU AJUTORUL CÎMPULUI ELECTROMAGNETIC VARIABIL

4.4.1. PROBLEME FUNDAMENTALE ALE ÎNCĂLZIRII PRIN INDUCȚIE ELECTROMAGNETICĂ

Încălzirea prin inducție este procesul de încălzire a pieselor metalice datorită efectului Joule-Lenz al curenților turbionari induși în piesă de către cîmpul electromagnetic de o anumită frecvență, la care, în cazul materialelor feromagnetice, se mai adaugă pierderile de putere prin histerezis.

Încălzirea prin inducție este singura metodă pentru încălzirea unor piese metalice înconjurate de material izolant.

A. **Cîmpul electromagnetic în conductoare masive. Adîncimea de pătrundere.** Studiul încălzirii prin inducție se bazează pe teoria pătrunderii undelor electromagnetice în metale. Se consideră un corp metalic omogen și infinit, avînd o suprafață plană — planul

xOy, figura 4.59. Sensul pozitiv al axei Oz este dirijat de la suprafață spre interiorul corpului. Se consideră că intensitatea cîmpului electric $\mathbf{E}_0$ este dirijată după axa Ox, iar intensitatea cîmpului magnetic $\mathbf{H}_0$ după axa Oy. Atunci fluxul vectorului Poyting $\mathbf{S}_0=\mathbf{E}_0\times\mathbf{H}_0$ [VA/m^2] este dirijat după axa Oz.

Ecuațiile lui Maxwell pentru cîmpul electromagnetic, scrise sub formă vectorială sînt

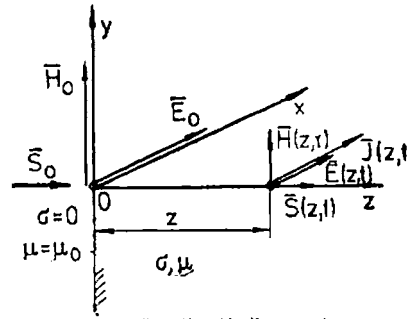


Fig. 4.59. Explicativă pentru pătrunderea cîmpului electromagnetic.

$$\text{rot}\,\mathbf{H}=\mathbf{J}+\frac{\partial\mathbf{D}}{\partial t}\ \text{și}\ \text{rot}\,\mathbf{E}=-\frac{\partial\mathbf{B}}{\partial t}, \tag{4.82}$$

$\text{div}\,\mathbf{E}=0$; $\text{div}\,\mathbf{J}=0$; $\text{div}\,\mathbf{H}=0$, adică cei trei vectori cîmp $\mathbf{E}$, $\mathbf{J}$ și $\mathbf{H}$ sînt solenoidali.

Într-un mediu de permeabilitate magnetică μ, de permitivitate ε și de conductivitate σ, ecuațiile (4.82) se completează cu relațiile $\mathbf{B}=\mu\mathbf{H}$; $\mathbf{D}=\varepsilon\mathbf{E}$; $\mathbf{J}=\sigma\mathbf{E}=1/\rho\mathbf{E}$.

În medii omogene și liniare ε, μ și σ sînt constante. În metale, densitatea curentului de deplasare $\partial\mathbf{D}/\partial t$ este neglijabilă în comparație cu densitatea curentului de conducție $\mathbf{J}$. Ca urmare, se obțin expresiile

$$\text{rot}\,\mathbf{H}=\sigma\mathbf{E}\ \text{și}\ \text{rot}\,\mathbf{E}=-\mu\frac{\partial\mathbf{H}}{\partial t}, \tag{4.83}$$

care reprezintă *ecuațiile fundamentale ale cîmpului electromagnetic în conductoare masive omogene.*

Pe baza relațiilor (4.83) se obțin *ecuațiile de ordinul al doilea*, satisfăcute de vectorii cîmp $\mathbf{H}$, $\mathbf{B}$, $\mathbf{E}$, $\mathbf{J}$

$$\Delta\mathbf{H}=\sigma\mu\frac{\partial\mathbf{H}}{\partial t};\qquad \Delta\mathbf{B}=\sigma\mu\frac{\partial\mathbf{B}}{\partial t},$$
$$\Delta\mathbf{J}=\sigma\mu\frac{\partial\mathbf{J}}{\partial t};\qquad \Delta\mathbf{E}=\sigma\mu\frac{\partial\mathbf{E}}{\partial t}, \tag{4.84}$$

în care $\Delta=v^2$ este operatorul laplacean.

Deoarece în cazul studiat (figura 4.59), mărimile de stare variază numai după axa Oz, relațiile (4.84) se pot simplifica. Astfel, pentru intensitatea cîmpului magnetic, în regim permanent sinusoidal, folosind reprezentarea în complex ($j=\sqrt{-1}$), se obține ecuația

$$\frac{\mathrm{d}^2\underline{H}}{\mathrm{d}z^2}=j\omega\sigma\mu\underline{H}, \tag{4.85}$$

a cărei soluție este

$$\underline{H} = H_0 e^{j(\omega t - \sqrt{\pi f \sigma \mu} z)} \cdot e^{-\sqrt{\pi f \sigma \mu} z} \tag{4.86}$$

din care rezultă că $\underline{H}$ reprezintă o undă sinusoidală mobilă, după direcția Oz, factorul $e^{j(\omega t - \sqrt{\pi f \sigma \mu} z)}$, avînd amplitudinea în scădere pe măsură ce distanța z crește — factorul $e^{-\sqrt{\pi f \sigma \mu} z}$.

Notînd cu δ distanța măsurată de la suprafața conductorului (planul xOy) pînă la planul z=const., în care amplitudinea cîmpului are valoarea $H_0 e^{-1}$, se obține

$$H_0 e^{-\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \delta}} = H_0 e^{-1} = 0{,}367 H_0, \tag{4.87}$$

de unde

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \sigma \cdot \mu}} = 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad [\text{m}], \tag{4.88}$$

în care: $\mu = \mu_0 \mu_r$ este permeabilitatea magnetică, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$; μ_0 — permeabilitatea vidului, μ_r — permeabilitatea relativă; $\rho = \frac{1}{\sigma}$ — rezistivitatea, în $\Omega \cdot m$; f — frecvența cîmpului electromagnetic, în Hz.

Distanța δ se numește *adîncime de pătrundere* a undei eletromagnetice în semispațiul conductor. Ea reprezintă distanța de la suprafața conductorului pînă la un plan paralel cu aceasta, în care amplitudinea scade la 36,7% din valoarea maximă H_0. Ca valoare, adîncimea de pătrundere scade prin creșterea frecvenței. În procesul tehnologic electrotermic, rezistivitatea ρ se modifică în timpul încălzirii în funcție de temperatură, iar permeabilitatea relativă μ_r depinde de intensitatea cîmpului magnetic și de temperatură. Ca urmare, în aceste condiții, adîncimea de pătrundere și puterea absorbită de piesă se modifică în realitate după relații neliniare. La materiale feromagnetice care prezintă punctul Curie, deoarece la temperatura transformatoarelor magnetice 720—770 °C permeabilitatea relativă scade în mod brusc la valoarea $\mu_r = 1$, adîncimea de pătrundere crește în mod corespunzător, figura 4.60.

La alte metale, temperatura punctului Curie este de 358 °C la nichel, 365—550 °C la aliajul NiFe, 1 130 °C la cobalt.

Din relațiile (4.86) și (4.88) se obține

$$\underline{H} = H_0 e^{j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)} e^{-\frac{z}{\delta}} = H_0 e^{-(1+j)\frac{z}{\delta}} e^{j\omega t}. \tag{4.89}$$

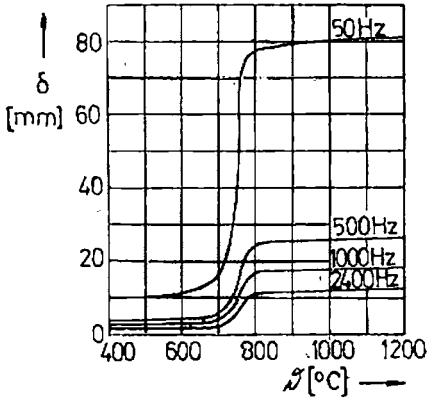


Fig. 4.60. Variația adîncimii de pătrundere cu frecvența cîmpului electromagnetic și temperatura.

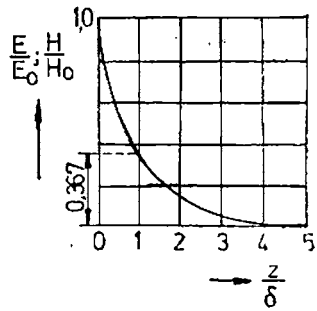


Fig. 4.61. Variația intensității cîmpului magnetic și a cîmpului electric.

Pentru a găsi expresia intensității cîmpului electric se dezvoltă rot **H**, apoi utilizînd relația (4.89) în complex se obține

$$\underline{E} = \frac{1+j}{\sigma\delta} H_0 e^{\,j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)} e^{-\frac{z}{\delta}}. \qquad (4.90)$$

Amortizarea undei intensității cîmpului electric (în planul xOz) și a cîmpului magnetic (în planul yOz) are loc după o lege exponențială, figura 4.61.

B. **Puterea activă indusă în piesă. Randamentul și factorul de putere.** Energia care trece în unitatea de timp prin unitatea de suprafață se determină cu ajutorul vectorului Poyting. Scriind vectorul Poyting sub formă complexă și luînd partea reală se obține puterea activă care trece prin unitatea de suprafață

$$P = |\underline{S}|_{Re} = \frac{1}{2} |\underline{E} \cdot \underline{H}^*|_{Re} \ [\mathrm{W/m^2}], \qquad (4.91)$$

în care factorul $\frac{1}{2}$ ține seamă de $\underline{E}$ și $\underline{H}$ sînt valori maximale. H^* este valoarea complex conjugată a lui $\underline{H}$.

Se obține

$$P = \frac{1}{2} \left| \frac{1+j}{\sigma\delta} H_0 e^{\,j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)} e^{-\frac{z}{\delta}} H_0 e^{-j\left(\omega t - \frac{z}{\delta}\right)} e^{-\frac{z}{\delta}} \right|_{Re}, \qquad (4.92)$$

sau

$$P=\frac{1}{2}\left|\frac{1+j}{\sigma\delta}H_0^2 e^{-\frac{2z}{\delta}}\right|_{Re}=\frac{H_0^2}{2\sigma\delta}e^{-\frac{2z}{\delta}}. \qquad (4.93)$$

Pentru puterea reactivă care trece prin unitatea de suprafață se consideră partea imaginară. Rezultă

$$Q=\frac{1}{2}\left|\frac{1+j}{\delta\sigma}H_0^2 e^{-\frac{2z}{\delta}}\right|_{Im}=\frac{H_0^2}{2\sigma\delta}e^{-\frac{2z}{\delta}}\ [\mathrm{var/m^2}], \qquad (4.94)$$

și deci pentru factorul de putere avem

$$\cos\varphi=\frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}}=\frac{1}{\sqrt{2}}=0{,}707 \qquad (4.95)$$

adică, în timp, $\underline{E}$ este defazat cu $\frac{\pi}{4}$ în avans față de $\underline{H}$.

Puterea activă care trece prin unitatea de suprafață la $z=0$ și la $z=\delta$ se determină aplicînd relația (4.93)

$$P_0=\frac{H_0^2}{2\sigma\delta},\ \text{respectiv}\ P_\delta=\frac{H_0^2}{2\sigma\delta}e^{-2}, \qquad (4.96)$$

$$P_0-P_\delta=(1-e^{-2})\frac{H_0^2}{2\sigma\delta}=0{,}864P_0. \qquad (4.97)$$

Rezultă că 86,4% din puterea activă care pătrunde în corpul metalic rămîne în stratul de grosime egală cu adîncimea de pătrundere, transformîndu-se în căldură. La alegerea secțiunii inductorului este necesar să se țină seama de prezența efectului pelicular, figura 4.62. Curentul în bobinele cilindrice ale inductorului circulă pe partea interioară a spirelor, datorită *efectului de proximitate*, figura 4.63. Ca urmare, în calculul electromagnetic intervin pelicule de curenți corespunzătoare adîncimilor de pătrundere δ_1 și δ_2 din inductor respectiv indus.

În practica încălzirii prin inducție intervine în unele situații (de exemplu, la încălzirea semifabricatelor cu secțiune circulară pentru forjare, a arborilor pentru călirea la suprafață, la topirea metalului într-un creuzet de formă cilindrică) *absorbția energiei electromagnetice de un corp metalic cilindric.* În aceste cazuri intervine curbura suprafeței atunci cînd se determină expresia puterii care pătrunde prin suprafața corpului metalic.

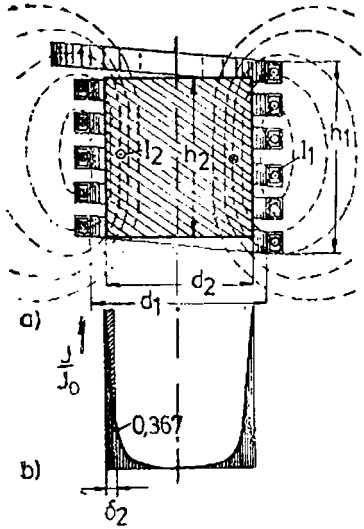


Fig. 4.62. Explicativă pentru efectul pelicular în cazul cilindrului metalic în cîmpul electromagnetic de o anumită frecvență :
a — așezarea inductorului în raport cu piesa de încălzit; b — repartiția densității curentului electric în piesă; 1 — inductor; 2 — piesă.

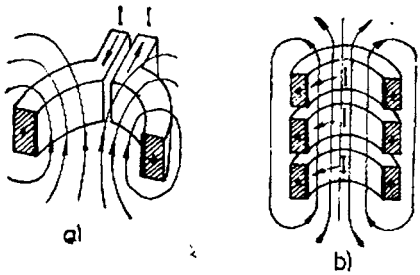


Fig. 4.63. Explicativă pentru efectul de proximitate :
a — cazul unei spire; b — cazul a trei spire.

Puterea care intră în piesă este puterea utilă și are expresia

$$P_2 = \frac{H_0^2}{2\sigma_2\delta_2}\pi d_2 h_2 F_2 \ [\mathrm{W}], \tag{4.98}$$

iar puterea care se pierde în inductor este

$$P_1 = \frac{H_0^2}{2\sigma_1\delta_1}\pi d_1 h_1 F_1 \ [\mathrm{W}]. \tag{4.99}$$

În relațiile (4.98) și (4.99), funcțiile F_1 și F_2 reprezintă corecția care trebuie introdusă datorită curburii cilindrice a suprafețelor figura 4.64. Analizînd curbele F_1 și F_2 se observă că pentru valori ale frecvenței mai mari decît o anumită frecvență critică, astfel

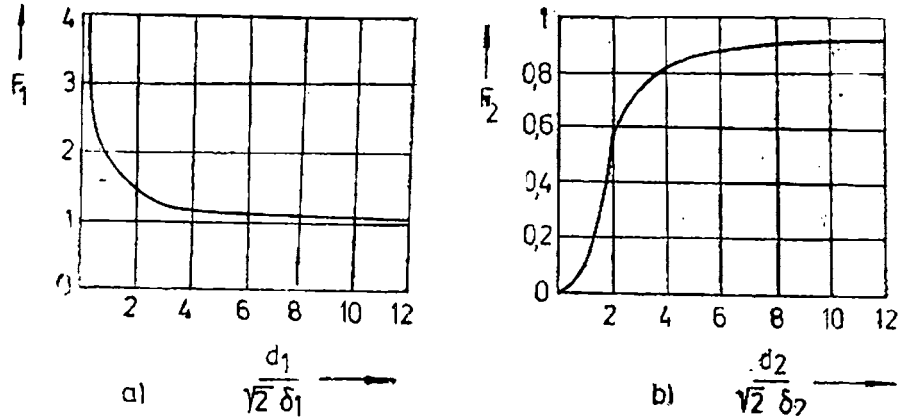


Fig. 4.64, *a*, *b*, Explicativă pentru funcțiile de corecție F_1 și F_2.

ca $\frac{d_1}{\sqrt{2}\delta_1} \geqslant 10$ și $\frac{d_2}{\sqrt{2}\delta_2} \geqslant 10$, $F_1 \approx F_2 \approx 1$. *În acest caz cilindrul se poate asimila cu un corp plan infinit.*

Dacă piesa și inductorul sînt foarte lungi, neglijindu-se efectul de margine și de asemenea neglijînd grosimea izolației dintre spirele inductorului se poate scrie

$$H_0 h_1 = I_{1\,max} N_1, \tag{4.100}$$

sau

$$H_0 = \sqrt{2} I_1 \frac{N_1}{h_1} = \sqrt{2} I_1 N_0, \tag{4.101}$$

în care N_1 este numărul de spire ale inductorului; H_0 — intensitatea cîmpului magnetic în spațiul dintre inductor și piesă.

Relațiile (4.98) și (4.99) devin

$$P_2 = \frac{(I_1 N_0)^2}{\sigma_2 \delta_2} \pi d_2 h_2 F_2 \tag{4.102}$$

și

$$P_1 = \frac{(I_1 N_0)^2}{\sigma_1 \delta_1} \pi d_1 h_1 F_1, \tag{4.103}$$

adică *puterea utilă și pierderea de putere în inductor sînt proporționale cu pătratul încărcării liniare a inductorului.* Relațiile deduse consideră că inductorul și piesa sînt foarte lungi în raport cu diametrul, pentru a avea cîmpuri uniforme și a putea scrie relațiile funda-

mentale ale încălzirii prin inducție, sub forma cea mai simplă. În realitate, la fiecare tip de cuptor electric de inducție există o anumită așezare relativă între inductor 1 indus (piesă) 2 și creuzet 3 și deci un anumit raport între cotele h_1, h_2, d_1, d_2 (figura 4.65). Ansamblul inductor-indus, fără miez feromagnetic, poate fi considerat ca două circuite cuplate, inductorul cu N_1 spire și indusul cu o singură spiră, $N_2=1$. Relațiile tensiunilor pentru inductor și indus sînt

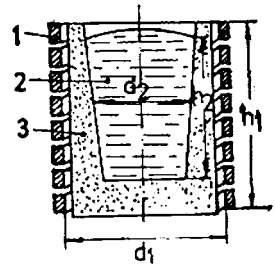


Fig. 4.65. Cuptor de inducție cu creuzet.

$$\underline{U}_1=(R_1+j\omega L_1)\,\underline{I}_1+j\omega M\underline{I}_2,$$
$$0=(R_2+j\omega L_2)\,\underline{I}_2+j\omega M\underline{I}_1, \qquad (4.104)$$

iar prin eliminarea curentului secundar

$$\underline{I}_2=-\frac{j\omega M}{R_2+j\omega L_2}\underline{I}_1=\frac{-j\omega M\,(R_2-j\omega L_2)}{R^2+\omega^2L_2^2}\underline{I}_1 \qquad (4.105)$$

se obține

$$\underline{U}_1=(R_1+k^2R_2)\,\underline{I}_1+j\omega\,(L_1-k^2L_2)\,\underline{I}_1, \qquad (4.106)$$

în care

$$k^2=\frac{(\omega M)^2}{R_2^2+(\omega L_2)^2}=\frac{M^2}{L_1L_2} \qquad (4.107)$$

este coeficientul de cuplaj magnetic între inductor și indus.

Inductivitățile L_1, L_2 și inductivitatea mutuală M se calculează cu relații cunoscute [4.7, 4.20]. Bobinele necuplate magnetic (dispersie maximă) au $M=0$ și deci $k=0$, iar la bobinele perfect cuplate magnetic (dispersie nulă) $M^2=L_1L_2$ și deci $k=1$. În general $0<k<1$.

Din relația (4.106) rezultă că *efectul curenților induși în circuitul șarjei asupra inductorului este de a mări rezistența circuitului inductorului și de a micșora reactanța sa.*

Pentru puterea utilă produsă în circuitul șarjei și puterea pierdută în bobina inductorului (cu un strat de spire) avem

$$P_2=I_2^2R_2=I_1^2k^2R_2=I_1^2k^2\rho_2\frac{\pi d_2}{\delta_2 l_2}F_2, \qquad (4.108)$$

și

$$P_1 = I_1^2 R_1 = I_1^2 N_1 \rho_1 \frac{d_1}{\delta_1 \frac{h_1}{N_1}} F_1, \qquad (4.109)$$

în care rezistențele R_1, R_2 se calculează folosind adîncimile de pătrundere δ_1, δ_2 cotele h_1, h_2, d_1, d_2 și funcțiile de corecție F_1, F_2.

Randamentul electric al sistemului inductor-piesă se poate calcula pe baza relațiilor (4.102), (4.103), iar în cazul concret al unui cuptor dat se recomandă relațiile (4.108), (4.109).

Cu relațiile (4.102) și (4.103), considerînd $h_1 = h_2$, se obține

$$\eta_e = \frac{P_2}{P_1 + P_2} = \frac{1}{1 + \frac{P_1}{P_2}} = \frac{1}{1 + \frac{d_1 F_1}{d_2 F_2} \frac{\sigma_1 \delta_2}{\sigma_1 \delta_2}}. \qquad (4.110)$$

Deoarece inductorul se confecționează din cupru $\mu_{r1} = 1$, iar

$$\delta_1 = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma_1 \mu_1}} \quad \text{și} \quad \delta_2 = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma_2 \mu_2}}, \qquad (4.111)$$

relația (4.110) devine

$$\eta_e = \frac{1}{1 + \frac{d_1 F_1}{d_2 F_2} \sqrt{\frac{\sigma_2 \mu_2}{\sigma_1 \mu_1}}} = \frac{1}{1 + \frac{d_1 F_1}{d_2 F_2} \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_2 \mu_{r2}}}}. \qquad (4.112)$$

La frecvențe mai mari decît o anumită frecvență critică f_c, deoarece $F_1 \approx F_2 \approx 1$, randamentul electric obține o valoare constantă $\eta_{e\,max}$ (figura 4.66)

$$\eta_{e\,max} = \frac{1}{1 + \frac{d_1}{d_2} \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_2 \mu_{r2}}}}. \qquad (4.113)$$

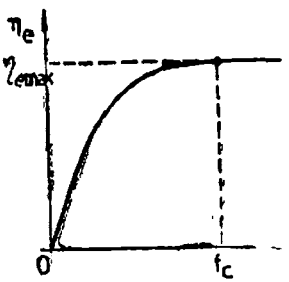


Fig. 4.66. Curba randamentului electric în funcție de frecvență.

Randamentul electric se micșorează o dată cu creșterea distanței între inductor și piesă. Raportul $d_1/d_2 > 1$ nu poate fi redus sub o anumită limită, deoarece între inductor și piesă se află un strat de izolație (strat de aer) necesar pentru a evita scurtcircuitarea spirei inductorului de către piesa metalică. La cuptoarele cu creuzet intervine grosimea peretelui creuzetului. Randamentul electric este cu atît mai mare cu cît raportul ρ_1/ρ_2 este mai mic. Deoarece inductorul se execută din cupru ($\rho_1 =$ $=$const.), rezultă că randamentul electric crește cu mărirea rezistivității materialului încărcă-

turii ρ_2. La materialele feromagnetice, randamentul electric scade imediat ce se depășește temperatura Curie, deoarece permeabilitatea relativă μ_{r2} se reduce la 1, în timp ce rezistivitatea nu crește în aceeași măsură.

La cuptoarele cu creuzet, prin creșterea volumului încărcăturii, și deci a dimensiunilor creuzetului, frecvența critică scade. Dacă mărim pe d_1 și d_2, se poate păstra randamentul electric $\eta_{e\ max}$ = =const. (la același material al șarjei) mărind valorile δ_1 și δ_2, ceea ce se face prin micșorarea frecvenței cîmpului electromagnetic. Așa se explică faptul că *cuptoarele de inducție de mare capacitate funcționează cu frecvențe mai reduse* (50 Hz) *tot așa de bine ca și cuptoarele mici la frecvențe ridicate.*

Factorul de putere. Reducerea reactanțelor de dispersie ale ansamblului spiră inductoare-piesă, în vederea măririi factorului de putere, cere ca distanța Δ dintre inductor și piesă să fie cît mai mică. De exemplu, la o instalație pentru încălzire la suprafață, practic se ia $\Delta = 2-5$ mm. Nu se poate micșora prea mult distanța Δ, deoarece condiția centrajului devine mai necesară dar și mai greu de realizat. Pe de altă parte, un strat de aer prea subțire între piesă și inductor poate fi ușor străpuns, la frecvențe înalte, deși tensiunea pe inductor nu este mare (de ordinul zecilor de volți la inductorul cu o singură spiră). Aici intervine și emisiunea termoelectrică de la suprafața încălzită a piesei, ceea ce înlesnește străpungerea intervalului de aer. La aceste instalații factorul de putere este dat cu aproximație de relația

$$\cos\varphi = \frac{1}{\sqrt{1+\left(1+\frac{\Delta}{\delta_2\mu_{r2}}\right)^2}}. \qquad (4.114)$$

La frecvențe înalte 100—1 000 kHz avem $\cos\varphi = 0{,}1-0{,}01$, iar la frecvențe joase și medii de 0,5—10 kHz, factorul de putere este $\cos\varphi = 0{,}2-0{,}5$.

4.4.2. CUPTOARE DE INDUCȚIE

Cuptoarele electrice cu inducție au o largă utilizare în industrie pentru elaborarea oțelurilor de calitate superioară, precum și a metalelor și aliajelor neferoase. Tipuri de cuptoare electrice cu inducție sînt arătate în figura 4.67.

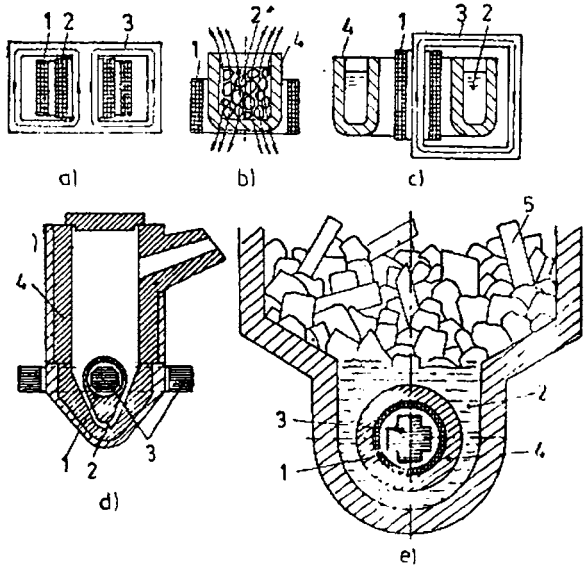


Fig. 4.67. Cuptoare de inducție:
a — transformator electric; b — cuptor cu creuzet; c — cuptor cu canal orizontal cu miez feromagnetic; d, e — cuptor cu canal vertical cu miez feromagnetic; 1 — inductor; 2 — canal cu metal topit; 3 — miez feromagnetic format din tole; 4 — strat refractar; 5 — deșeuri de metal.

Unele caracteristici ale surselor electrice de alimentare folosite la instalațiile diverselor categorii de cuptoare de inducție sînt prezentate în tabelul 4.4.

A. **Cuptoarele cu creuzet** nu au miez feromagnetic. Aceste cuptoare se folosesc la elaborarea oțelurilor de calitate superioară sau speciale, a fontei, a metalelor și aliajelor neferoase (nichel, magneziu, cupru, aluminiu).

Din punct de vedere constructiv, cuptorul cu creuzet se compune din inductorul 1 care este alimentat de la sursa de curent alternativ și creuzetul refractar din material ceramic 4 care conține metalul (încărcătura) de topit 2, figura 4.67, *b*. Inductorul, sau bobina cuptorului, se realizează din țevi de cupru cu secțiune rotundă, ovală sau dreptunghiulară răcite cu apă. Grosimea peretelui țevii se recomandă să nu fie mai mică decît 1,3 δ (δ este adîncimea de pătrundere în cupru a cîmpului electromagnetic la frec-

Tabelul 4.4

Indicatori ai unor surse electrice folosite la alimentarea cuptoarelor de inducție

Tipul sursei de alimentare	Frecvența	Puterea maximă pe unitate [MW]	Randamentul [%]
Cicloconvertor cu tiristoare	0,1—150 Hz	15	92—97
Multiplicator feromagnetic de frecvență	150 Hz ; 250 Hz	2,5	80—95
Generator rotativ de medie frecvență	0,3—10 kHz	2,5	70—90
Convertor cu tiristoare	0,1—10 kHz	15	90—97
Generator ionic	0,5—3 kHz	1	90—95
Generator electronic	0,01—10 MHz	0,1	50—70

venta de lucru a cuptorului). În cazul răcirii cu aer, densitatea curentului este de 3—5 A/mm^2, iar în cazul răcirii cu apă se ating valori pînă la 50—70 A/mm^2. La cuptoare cu puteri reduse se pot folosi conductoare de cupru avînd secțiunea plină. Ca formă, creuzetele sînt cilindrice, puțin îngustate la partea inferioară. *Grosimea peretelui creuzetului rezultă ca o soluție de optim, deoarece la determinarea ei se ține seamă că prin mărirea grosimii scad pierderile termice, în schimb crește dispersia magnetică și deci cresc pierderile electrice.* Uneori, creuzetul se confecționează din materiale conductoare electric: oțel, carbură de siliciu sau grafit, ceea ce permite încălzirea indirectă a materialelor izolatoare. Căldura se transmite prin radiație și conductivitate termică de la creuzet la încărcătură. Metalele cu conductivitate electrică mare nu se topesc în condiții avantajoase în creuzete refractare obișnuite, deoarece randamentul electric al sistemului inductor-piesă este redus. În acest caz se folosesc de asemenea creuzete din grafit.

În raport cu poziția relativă a inductorului față de șarjă, forțele electrodinamice provoacă deformarea suprafeței băii, lichide, figura 4.68, *b*, *c*. Metalul este împins de la periferie spre centru, ceea ce determină apariția unui menisc. Formarea meniscului provoacă agitarea metalului topit, ceea ce contribuie la accelerarea proceselor chimice și la uniformizarea compoziției aliajului. Este posibilă și asigurarea unei suprafețe plane a băii, figura 4.68, *a*.

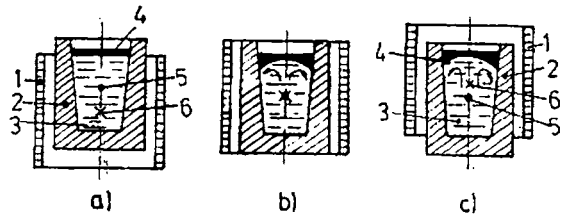


Fig. 4.68. Explicativă pentru formarea meniscului băii metalice topite : centrul de greutate al încărcăturii fiind situat mai sus (a), coincide (b), și sub (c) centrul inductorului :

1 — inductor; 2 — creuzet; 3 — încărcătură; 4 — zgură; 5, 6 — centrul de greutate al încărcăturii, respectiv al inductorului.

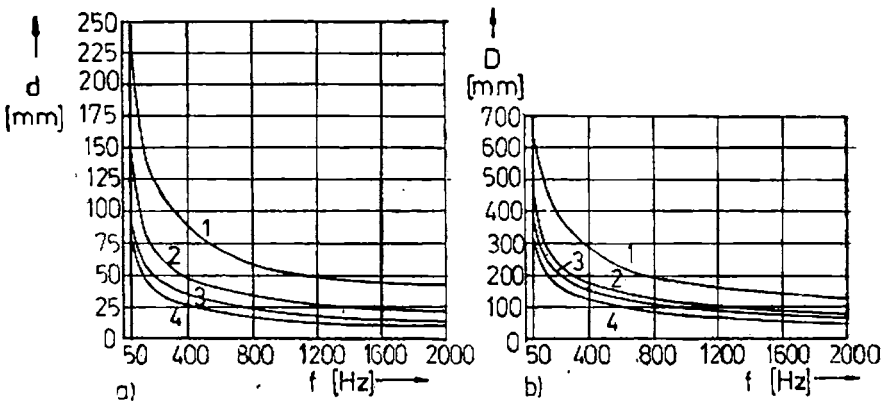


Fig. 4.69. Valorile minime ale mărimii bucăților de încărcătură (a) și a diametrului creuzetului (b) în funcție de frecvență pentru :

1 — OL; 2 — alamă; 3 — Al; 4 — Cu.

În unele cazuri, în perioada inițială a încălzirii, încărcătura solidă este compusă din bucăți separate, care în general pot avea forme neregulate. Cu aproximație, aceste bucăți pot fi asimilate cu corpuri geometrice regulate ca sfere, cilindri, plăci etc. *Puterea absorbită de încărcătură va fi maximă, dacă se respectă o legătură bine determinată între dimensiunile bucăților, a creuzetului și frecvența cîmpului electromagnetic*, figura 4.69.

Cuptoarele cu creuzet funcționează în corelare cu capacitatea tehnologică prin alimentare cu frecvența de 50 Hz și frecvență medie. Frecvența de 50 Hz este optimă la cuptoarele de topit oțel

cu capacitatea creuzetului de minimum 3—5 tone. Factorul de putere este $\cos\varphi=0{,}2-0{,}25$ la 50 Hz și $\cos\varphi=0{,}1$ la frecvență medie. Pentru îmbunătățirea factorului de putere se folosesc condensatoare statice la frecvențe de lucru a cuptorului. Pentru orientare se menționează unele date tehnice la topirea oțelului și a fontei în cuptoarele electrice de inducție cu creuzet de fabricație curentă : capacitatea, 10 kg→10 t ; frecvența, 30 kHz→50 Hz ; puterea sursei, 30 kW→3 MW ; timpul de topire, 20→100 min ; consumul specific de energie electrică, 1 500→600 kWh/t. Performanțele actuale ale cuptoarelor de inducție, de frecvență industrială indică capacități pînă la 60 tone, puterea 21 MW, consumul specific de energie electrică în jur de 550 kWh/t oțel. Date tehnice ale cuptoarelor de inducție cu creuzet sînt prezentate în literatură [4.1, 4.7].

Din punct de vedere al schemei de alimentare cu energie electrică a inductorului, se disting montaje monofazate și trifazate. La racordul monofazat de puteri mari se introduc bobine și condensatoare pentru simetrizare.

B. **Cuptoarele cu canal** reprezintă de fapt transformatoare avînd secundarul format dintr-o spiră din metalul care urmează să fie încălzit, figura 4.67, *c*, *d*, *e*. Distanța dintre înfășurări fiind mai mare, fluxurile de dispersie mai mari și deci factorul de putere și randamentul electric sînt mai reduse decît la transformator. Cuptoarele cu canal sînt utilizate mai ales pentru topirea metalelor și aliajelor neferoase. Capacitatea cuptoarelor mari ajunge pînă la zeci de tone. Cuptoarele cu canal nu se utilizează pentru elaborarea oțelurilor, datorită temperaturii ridicate de topire a acestora (oțel 0,3% C — temperatura de topire 1 510 °C), fapt care complică construcția cuptorului. Consumul specific de energie electrică este mai mic în comparație cu cel al cuptoarelor electrice de alte tipuri folosite în același scop. Alimentarea cu energie electrică se face numai de la rețeaua de 50 Hz de joasă sau înaltă tensiune. Schema de alimentare a cuptorului corespunde unui montaj monofazat (la cuptoare cu capacitate mică), montajul Scott și trifazat. Dezavantajul acestor cuptoare se referă la necesitatea menținerii unei părți din metalul topit și în intervalul dintre două șarje consecutive, pentru a se asigura continuitatea circuitului secundar. Cuptoarele cu canal orizontal au miezul feromagnetic într-un plan vertical, iar metalul de topit este așezat într-un canal orizontal de secțiune practic constantă, figura 4.67, *c*. Cuptorul cu canal vertical are canalul așezat într-un plan vertical, însă nu are o secțiune constantă, figura 4.67, *d*. În partea inferioară secțiunea este redusă, iar în partea superioară canalul se transformă într-un rezervor

Tabelul 4.5

Caracteristicile cuptoarelor de inducție cu canal pentru topire

Metalul sau aliajul	Capacitatea [tone]	Puterea specifică [kW/dm³]	Puterea cuptorului [MW]	Randamentul cuptorului, η_c	Factorul de putere, cos φ	Consumul specific de energie electrică [kWh/t]	Productivitatea [t/h]
Aluminiu	0,3...20	3...6 (canal vertical) 12...14 (canal orizontal)	0,04—2	0,60...0,75	0,4...0,6	400...520	0,1...5
Alamă (Cu 76,5 Zn 22,5)	0,3...93	26...32	0,07...2,3	0,75...0,85	0,6...0,8	200...250	0,3...11
Cupru	0,3...93	50...60	0,07...2	0,60...0,65	0,4...0,5	270...340	0,2...8
Zinc	0,7...150	30...50	0,04...2	0,77...0,80	0,7...0,75	95...130	0,3...15
Fontă (C 3,7)	0,7...130	50...80	0,1...4,2	0,70...0,80	0,7...0,8	450...470	0,2...8

în care se găsește majoritatea metalului topit. Cuptorul cu canal orizontal față de cuptorul cu canal vertical prezintă efectul de contracție, ceea ce reduce puterea cuptorului la valori relativ mici. Caracteristici ale cuptoarelor de inducție cu canal pentru topire, din seria curentă, sînt date în tabelul 4.5 [4.7].

a. *Efectul de contracție.* Se consideră circuitul metalului topit ca fiind compus din mai multe conductoare elementare în paralel. Curenții fiind de același sens, conductoarele elementare se atrag, cu tendința de a întrerupe vîna de metal topit.

În ipoteza că vina de metal are secțiune circulară, densitatea de curent considerată aceeași pe secțiunea vînei este $J=I/\pi r^2$. figura 4.70, *a*. Pentru curentul elementar care trece prin secțiunea $ds=x\,d\varphi\cdot dx$ avem

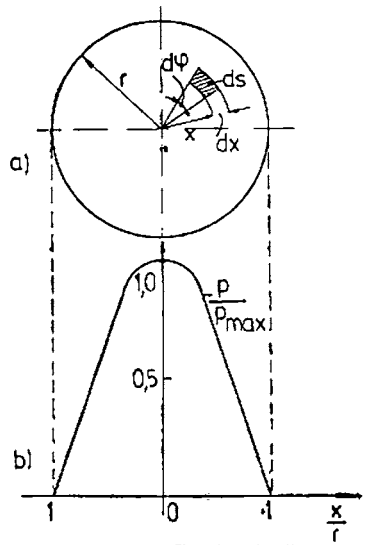


Fig. 4.70. Explicativă pentru calculul efectului de contracție.

$$dI=Jx\,d\varphi\,dx=\frac{I}{\pi r^2}x\,dx\,d\varphi. \tag{4.115}$$

Intensitatea cîmpului magnetic la distanța x se obține din relația

sau
$$\oint \mathbf{H}\cdot d\bar{l}=I_x, \tag{4.116}$$

$$2\pi xH_x=J\pi x^2=\frac{Ix^2}{r^2}, \tag{4.117}$$

de unde

$$H_x=\frac{Ix}{2\pi r^2}. \tag{4.118}$$

Forța care acționează asupra unității de lungime a curentului dI are valoarea

$$dF=\mu_0 H_x dI=\mu_0\frac{I^2}{2\pi^2 r^4}x^2\,dx\,d\varphi, \tag{4.119}$$

iar presiunea de contracție corespunzătoare forței dF are expresia

$$dp=\frac{dF}{x\,d\varphi}=\mu_0\frac{I^2}{2\pi^2 r^4}x\,dx. \tag{4.120}$$

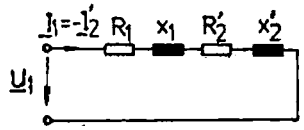


Fig. 4.71. Schema echivalentă a cuptorului cu canal: R_1, X_1 — rezistența și reactanța de dispersie a înfășurării primare (inductorului); R'_2 și X'_2 — rezistența și reactanța de dispersie a încărcăturii reduse la înfășurarea primară.

Pentru presiunea totală se poate scrie:

$$p=\int_x^r \mathrm{d}p=\mu_0 \frac{I^3}{4\pi^2 r^4}(r^2-x^2). \qquad (4.121)$$

de unde pentru $x=0$, adică în centrul secțiunii, se calculează presiunea maximă, figura 4.70, *b*.

Presiunii de contracție i se opune presiunea hidrostatică a încărcăturii metalice topite. Dacă curentul din circuitul încărcăturii crește corespunzător unei creșteri a puterii cuptorului, se mărește și presiunea de contracție. *Există o valoare critică a curentului pentru care presiunea de contracție devine egală cu presiunea hidrostatică.* Dacă curentul depășește această valoare critică, efectul de contracție se manifestă gîtuind vîna de metal topit. La locul întreruperii se interpune un strat izolator, ceea ce duce la pierderea sarjei, cu consecințe nefavorabile asupra cuptorului. *La cuptoarele cu canal vertical presiunea hidrostatică a metalului din rezervorul superior, este mare și deci nu se pune problema limitării curentului din circuitul sarjei* respectiv a puterii cuptorului, datorită efectului de contracție.

b. Schema echivalentă a cuptorului cu canal, cu miez feromagnetic, corespunde schemei echivalente tehnice a transformatorului la funcționarea în scurtcircuit, figura 4.71. Se deduce pentru *factorul de putere*, $\cos\varphi_1$, următoarea relație

$$\cos\varphi_1=\frac{R_1+R'_2}{\sqrt{(R+R'_2)^2+(X_1+X'_2)^2}}. \qquad (4.122)$$

În vederea creșterii factorului de putere este necesar să mărim rezistența R'_2 prin rezistivitatea materialului încărcăturii și să micșorăm reactanțele de dispersie ale celor două înfășurări prin alimentarea cu frecvență redusă de 5—10 Hz, ceea ce solicită prezența unei surse speciale de energie electrică.

c. În ipoteza neglijării pierderilor în fier, expresia *randamentului electric* este

$$\eta_e = \frac{P_2}{P_1 + P_2} = \frac{R_2 I_2^2}{R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2}, \tag{4.123}$$

în care P_1 este puterea pierdută în bobina inductorului; P_2 – puterea utilă.

Considerînd egalitatea amperspirelor înfășurării primare și secundare avem $I_1 N_1 = I_2$ ($N_2 = 1$), iar relația (4.123) devine

$$\eta_e = \frac{R_2 (I_1 N_1)^2}{R_1 I_1^2 + R_2 (I_1 N_1)^2} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2 N_1}}. \tag{4.124}$$

Randamentul electric poate fi îmbunătățit prin scăderea rezistenței inductorului R_1 și mărirea numărului de spire ale inductorului N_1. Creșterea rezistenței încărcăturii are de asemenea o acțiune favorabilă.

Randamentul termic depinde de construcția cuptorului. La cuptorul cu canal vertical, valoarea randamentului termic este superioară față de cea a cuptorului cu canal orizontal, deoarece prezintă o posibilitate de izolare termică mai bună și o suprafață de răcire mai redusă.

d. Pentru puterea utilă a cuptorului se scriu expresiile

$$P_2 = R_2 I_2^2 = R_2 (I_1 N_1)^2, \tag{4.125}$$

și

$$P_e = \eta_e U_1 I_1 \cos \varphi_1. \tag{4.126}$$

Din relațiile (4.125) și (4.126) se obține

$$P_2 = \frac{\eta_e^2 U_1^2 \cos^2 \varphi_1}{R_2 N_1^2} = k \cdot U_1^2. \tag{4.127}$$

La o instalație în funcționare, puterea cuptorului poate fi modificată prin schimbarea tensiunii de alimentare U_1. În acest scop, cuptoarele mici se alimentează peste autotransformatoare, iar la cuptoarele mari se folosesc transformatoare cu prize de tensiune. Pentru alimentarea cuptorului la funcționarea în gol, în intervalul de timp dintre două șarje consecutive este necesară o priză de tensiune mai redusă.

4.4.3. ÎNCĂLZIREA LA SUPRAFAŢĂ ŞI ÎN PROFUNZIME

A. **Încălzirea la suprafaţă a metalelor** permite efectuarea unor operaţii tehnologice :

a. *Călirea la suprafaţă a pieselor de oţel* se face în scopul de a mări duritatea unui strat de o anumită grosime de la suprafaţa pieselor, menţinîndu-se miezul moale. Maleabilitatea miezului permite acestuia să reziste la sarcini dinamice. Pentru călirea prin inducţie la suprafaţă, a pieselor de oţel, cu conţinut de carbon de 0,03—0,8% sau a pieselor de fontă, se folosesc curenţi de medie 2—10 kHz şi înaltă frecvenţă 0,1—10 MHz, ceea ce asigură încălzirea pînă la temperatura dorită a unui strat de material, de grosime relativ redusă, de la suprafaţa pieselor. Urmează răcirea rapidă în aer, în apă sau în ulei obţinîndu-se prin schimbările structurale care se produc duritatea necesară suprafeţei. *Frecvenţa, densitatea de putere, temperatura şi timpul de încălzire determină adîncimea de încălzire care cu aproximaţie corespunde adîncimii de călire*, figura 4.72. În general, durata de încălzire trebuie să fie mică, pentru a reduce pierderile de căldură prin conducţie în straturile interioare ale metalului.

Călirea simultană se realizează prin încălzirea simultană a suprafeţei ce trebuie călită, urmată de răcirea simultană a acesteia. Folosirea călirii simultane este limitată la suprafeţele de 200—300 cm^2 datorită puterii optime pe unitate, a generatoarelor de alimentare de înaltă frecvenţă.

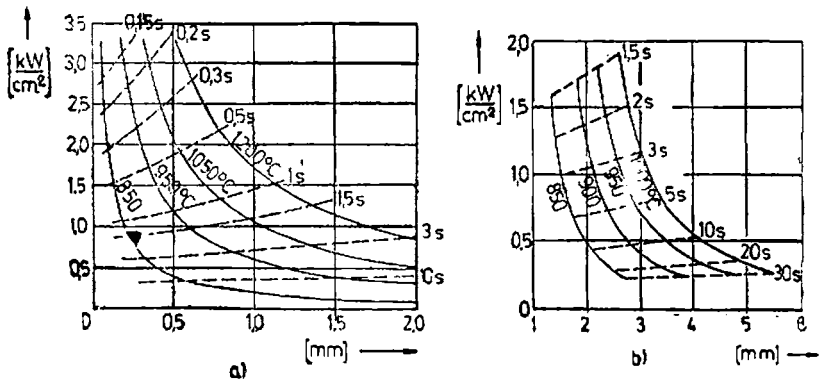


Fig. 4.72. Valori orientative pentru grosimea stratului călit la piese cilindrice din oţel :
a — la înaltă frecvenţă (1 MHz); b — la medie frecvenţă (10 kHz).

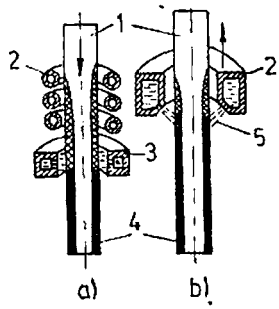


Fig. 4.73. Procedeul de călire progresivă la suprafață, inductorul și răcitorul fiind separate (a) sau combinate (b): 1 — piesă; 2 — inductor; 3 — răcitor; 4 — strat călit; 5 — apă de răcire.

Procedeele moderne de călire progresivă sau succesivă realizează o călire continuă, permit utilizarea generatoarelor de putere redusă. În timp are loc deplasarea cu o anumită viteză a inductorului față de piesă sau invers, cînd piesa se mișcă față de inductor. Răcirea suprafeței încălzite se face imediat ce s-a terminat încălzirea. Dispozitivele de răcire cu apă și inductor pot fi separate sau combinate, figura 4.73.

Echipamentul electric al instalației de călire la suprafață conține sursa de medie sau înaltă frecvență care alimentează inductorul prin intermediul unui *transformator de adaptare*. Transformatoarele de adaptare se construiesc cu circuit feromagnetic pentru $f \leqslant 10$ kHz și fără circuit feromagnetic la frecvențe înalte. Transformatoarele de adaptare au tensiunea secundară redusă 35—75 V, curenți mari în secundar prin inductor și raportul de transformare variabil, ceea ce permite utilizarea lor pentru mai multe tipuri de inductoare.

În practica industrială, geometria inductoarelor 2 este variată, depinzînd de forma concretă a suprafețelor 1 de încălzit și de scopul urmărit, figura 4.74. La roțile dințate mari, fiecare dinte se călește separat. Dinții vecini se acoperă cu ecrane de cupru 4 care îi protejează împotriva încălzirii, figura 4.74, *g*. Călirea la suprafață a roților dințate mici se poate face simultan, figura 4.74, *i*. Inductoarelor li se asigură apa de răcire 3.

b. *Lipirea* (îmbinarea pieselor cu compoziție chimică diferită) și *sudarea* (îmbinarea pieselor cu aceeași compoziție chimică) prin inducție folosește echipamente de medie și înaltă frecvență. Temperaturile de lucru și densitățile de putere, sub 450 °C pentru lipituri moi necesită 0,2—2 kW/cm^2 și de 450—1 100 °C pentru lipituri tari folosind 1—5 kW/cm^2.

La țevile de oțel fasonate din benzi de tablă 1, rostul longitudinal se sudează prin curenți de înaltă frecvență. După ce banda

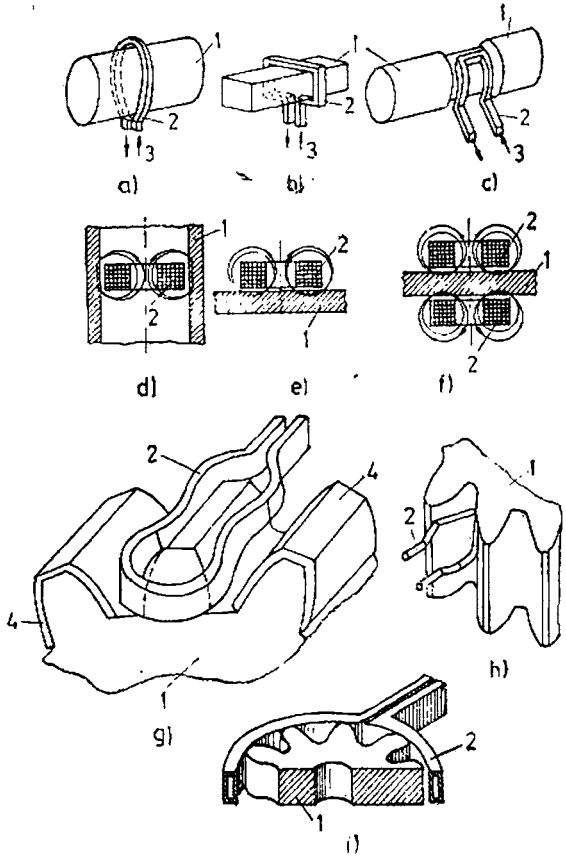


Fig. 4.74. Explicativă pentru geometria inductorului în corelare cu suprafața plesei călite.

de tablă a trecut prin rolele de fasonare, ieșind sub formă de țeavă. curentul de înaltă frecvență este concentrat în marginile benzii de tablă, care încălzindu-se corespunzător se sudează în momentul cînd sînt aduse în contact sub acțiunea rolelor de strîngere 3. Dacă alimentarea cu curent de înaltă frecvență se face prin contacte alunecătoare de wolfram 2 direct la marginile benzii de tablă, procedeul este denumit *sudare prin curenți de înaltă frecvență cu încălzire prin conducție*, figura 4.75, *a*. *Dacă curentul de încălzire de medie sau înaltă frecvență este indus în marginile de sudare* se folosesc inductoare speciale 4, figura 4.75, *b*, *c*, *d*. Pentru țevi de oțel cu grosimea

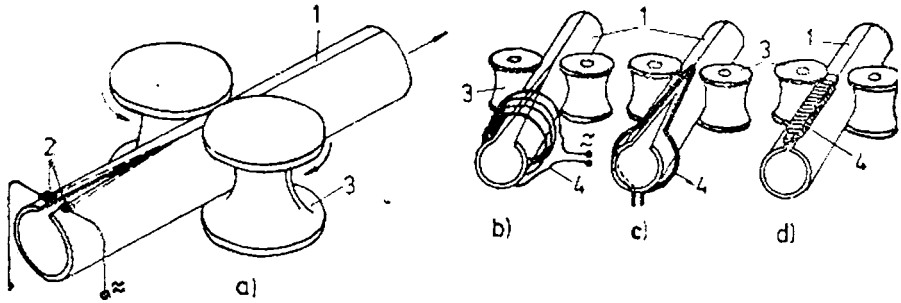


Fig. 4.75. Sudarea rostului longitudinal la țevi de oțel prin curenți de înaltă frecvență.

peretelui de 3—6 mm la viteze de sudare de 13—28 m/min, consumul specific de energie electrică este în jur de 25—50 kWh/t. Alte indicații energetice sînt conținute în figura 4.76, în care se prezintă dependența vitezei de sudare în funcție de grosimea peretelui țevii, ca parametru puterea utilă a generatorului de medie frecvență. Există instalații moderne de medie și înaltă frecvență care realizează, folosind sudarea prin inducție, îmbinarea cap la cap a țevilor cu diametru pînă la 0,3 m.

B. **Încălzirea în profunzime a metalelor** corespunde dezvoltării directe a căldurii în toată masa pieselor. În industrie, această metodă se utilizează pentru încălzirea semifabricatelor care urmează a fi prelucrate la cald prin forjare, matrițare, presare, îndoire, pentru încălzirea tablelor la uscarea lacurilor și a vopselelor, precum și la revenirea sau recoacerea pieselor. La piese de dimensiuni mari se folosesc în mod obișnuit instalații de frecvență medie și industrială. Avantajul încălzirii în profunzime prin inducție constă în timpul relativ scurt de încălzire, ceea ce dă posibilitatea de a se construi agregate automatizate de înaltă productivitate, care sînt instalate lîngă ciocane, prese și mașini de îndoit. În figura 4.77 se arată schema unei instalații de mare productivitate, pentru recoacerea sîrmei de cupru înainte de a se aplica stratul de lac.

Cu cît diametrul semifabricatului este mai mic, cu atît frecvența este necesar să fie mai mare pentru ca randamentul electric al sistemului inductor-piesă să aibă o valoare superioară. În figura 4.78 se prezintă variația timpului de încălzire cu diametrul, la piese de oțel, considerînd ca parametru frecvența. Temperatura finală 1 200 °C. *Încălzirea cu frecvența de 50 Hz este indicată la piese de oțel cu diametrul de minimum* 100—150 mm. La determinarea frecvenței se are în vedere ca energia electromagnetică absorbită

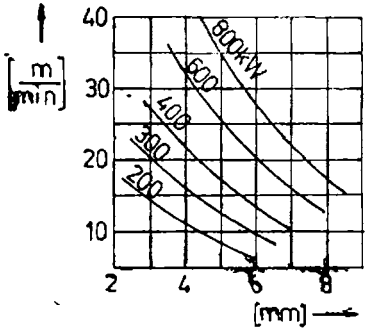


Fig. 4.76. Explicativă pentru productivitatea instalațiilor de sudare prin procedeul de cusătură longitudinală la țevi de oțel.

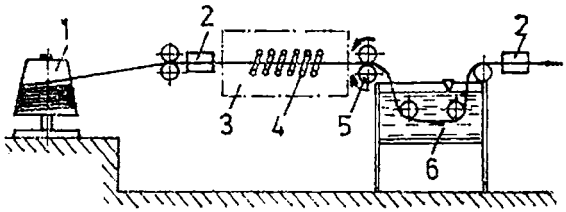


Fig. 4.77. Instalație pentru recoacerea sîrmei de cupru :
1 — tambur; 2 — ghidaj; 3 — trafo de înaltă frecvență; 4 — inductor; 5 — role de întindere; 6 — baie de răcire.

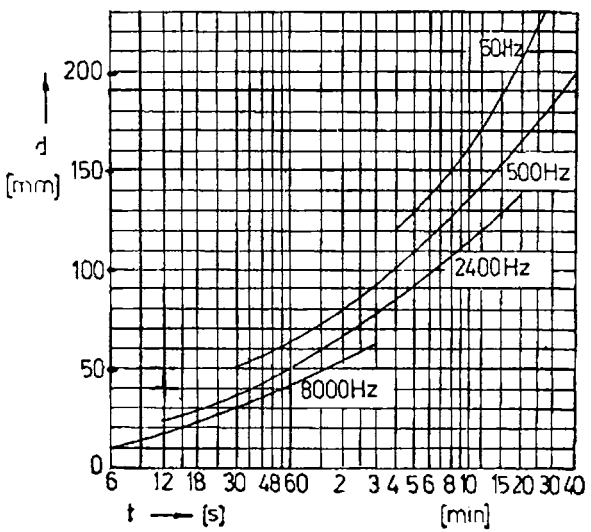


Fig. 4.78. Legătura dintre diametrul piesei de oțel și durata încălzirii în profunzime, la diverse frecvențe.

de către piesă să fie maximă. Pentru aceasta, diametrul semifabricatului se recomandă să fie de cel puțin trei ori adîncimea de pătrundere a curentului în metalul cald. În figura 4.79 se prezintă unele informații cu caracter energetic privind variația consumului specific de energie electrică la încălzirea în profunzime prin inducție.

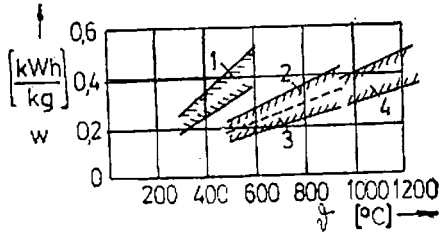


Fig. 4.79. Variația consumului specific de energie electrică în funcție de temperatura de încălzire pentru :
1 — aluminiu și aliajele sale; 2 — cupru; 3 — alamă; 4 — oțel.

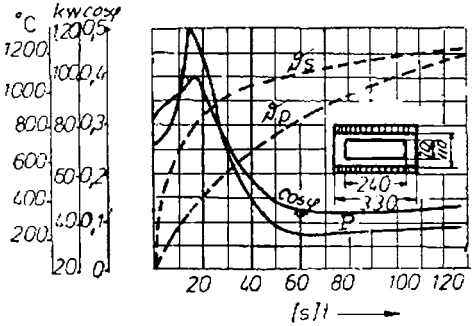


Fig. 4.80. Variația unor parametrii la o instalație de încălzire prin inducție, în profunzime, a unui oțel feromagnetic.

La piesele de oțel feromagnetic, datorită variației rezistivității și permeabilității magnetice odată cu creșterea temperaturii, modificarea adîncimii de pătrundere a cîmpului electromagnetic determină variația parametrilor și performanțelor instalației de încălzire prin inducție în profunzime a semifabricatelor. În figura 4.80 se prezintă cazul încălzirii în profunzime a unei piese de OL cu o anumită geometrie, folosind frecvența de 2 kHz. Se constată că în timpul încălzirii, la tensiune de alimentare constantă, scade în mod pronunțat puterea activă P și factorul de putere $\cos\varphi$ după momentul atingerii temperaturii corespunzătoare punctului Curie. Sînt indicate și curbele de variație ale temperaturii ϑ_s la suprafața piesei încălzite și în piesă ϑ_p.

Caracteristici tehnice ale unor instalații de încălzire prin inducție, pentru forjare, sînt : diametrul semifabricatului, 15 mm→ →peste 0,1 m ; frecvența, 8 kHz→0,5 kHz ; puterea, 0,1→1,2 MW ; productivitatea, 0,25→3 t/h [4.7].

4.4.4. ÎNCĂLZIREA CAPACITIVĂ ȘI CU MICROUNDE

A. Încălzirea dielectrică cu înaltă frecvență

a. *Pierderile de putere activă în dielectricul unui condensator sînt pierderi prin conducție*, deoarece dielectricul nu este perfect izolant, și pierderi *prin histerezis dielectric.*

La instalațiile eletrotermice care realizează încălzirea dielectrică, materialele izolatoare electric 2 se tratează termic folosind cîmpul electric de înaltă frecvență creat cu ajutorul sursei 1. În acest scop ele sînt așezate între plăcile metalice 3 ale unui condensator, figura 4.81. În cazul instalațiilor cu funcționare continuă se poate folosi o bandă metalică pentru transportul materialelor, care reprezintă totodată și una din plăcile condensatorului. Schema echivalentă a condensatorului real, considerînd condensatorul cu pierderi dielectrice prin conducție, se compune dintr-un condensator ideal C legat în paralel cu un rezistor R, figura 4.82. Există un defazaj φ între tensiunea și curentul de alimentare. Unghiul δ se numește *unghi de pierderi dielectrice*, figura 4.82, *c*.

Se poate scrie

$$\varphi+\delta=90^\circ \text{ și } \operatorname{tg}\delta=\frac{I_a}{I_r}=\frac{\frac{U}{R}}{U\omega C}=\frac{1}{\omega RC}. \qquad (4.128)$$

Valoarea pierderilor dielectrice, exprimată prin mărimile din schema echivalentă, este

$$P=UI\cos\varphi=UI_a=\frac{U^2}{R}=\omega CU^2\operatorname{tg}\delta \text{ [W]}, \qquad (4.129)$$

în care U este valoarea efectivă a tensiunii de alimentare a condensatorului, în V; $\omega=2\pi f$ — pulsația curentului, în $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$; C — capacitatea electrică a condensatorului, în F; $\operatorname{tg}\delta$ — tangenta unghiului de pierderi dielectrice.

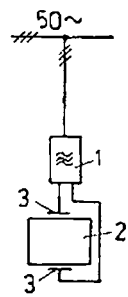


Fig. 4.81. Instalația electrică pentru încălzirea capacitivă.

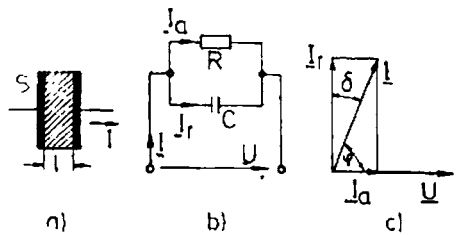


Fig. 4.82. Explicativă pentru condensator:
a — elemente geometrice; b — schema echivalentă; c — diagrama fazorială.

Factorul de pierderi dielectrice depinde de natura materialului, de prezența impurităților (umiditate, particule bune conductoare etc.), de frecvență, de temperatură și de intensitatea cîmpului electric.

Folosind expresia capacității electrice a condensatorului plan

$$C=\frac{\varepsilon S}{l}, \tag{4.130}$$

unde $\varepsilon=\varepsilon_0\cdot\varepsilon_r$ este permitivitatea materialului introdus între plăcile condensatorului; $\varepsilon_0=0{,}885\cdot10^{-11}$ F/m — permitivitatea vidului; ε_r — permitivitatea relativă; relația (4.129) devine

$$P=5{,}56\cdot10^{-11}\frac{Sf U^2\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta}{l}\ [\mathrm{W}]. \tag{4.131}$$

Puterea dezvoltată în unitatea de volum a dielectricului

$$p_v=\frac{P}{Sl}=5{,}56\cdot10^{-11}\frac{U^2\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta}{l^2}=5{,}56\cdot10^{-11}fE^2\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta\left[\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{m}^3}\right]. \tag{4.132}$$

Din relația (4.132) rezultă că *pierderile de putere pe unitatea de volum depind de valoarea cîmpului electric și de frecvența lui*, precum și de *natura materialului prin permitivitatea relativă și tangenta unghiului de pierderi dielectrice*. Pentru a obține valori suficient de mari a pierderilor dielectrice se folosesc frecvențe de la 0,5 la 200 MHz. Limita superioară a intensității cîmpului electric în materialul care se tratează termic ține seama de conturnare și de străpungerea dielectricului (rigiditatea dielectrică). Dacă se neglijează pierderile de căldură în timpul încălzirii, deoarece temperatura finală la încălzirea capacitivă este sub 150 °C, iar durata procesului tehnologic este relativ scurtă, viteza de încălzire a materialului se determină din relația

$$P=cm\frac{\mathrm{d}\vartheta}{\mathrm{d}t}, \tag{4.133}$$

de unde

$$v_t=\frac{\mathrm{d}\vartheta}{\mathrm{d}t}=5{,}56\cdot10^{-11}\frac{\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta}{c\gamma}fE^2\left[\frac{\mathrm{K}}{\mathrm{s}}\right]. \tag{4.134}$$

La majoritatea materialelor ε_r și $\operatorname{tg}\delta$ nu sînt constante. Pentru exemplificare, în figura 4.83 se dau unele informații privind variația permitivității relative și a factorului de pierderi dielectrice.

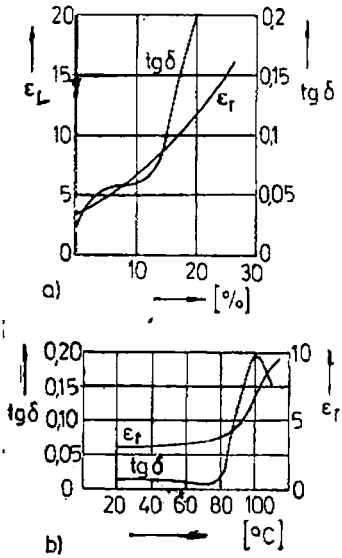


Fig. 4.83. Variația permitivității relative și a factorului de pierderi dielectrice în funcție de: a — conținutul de umiditate, la materiale ceramice, pentru frecvențe folosite la încălzirea dielectrică; b — temperatură, la PVC.

Modificările permitivității relative și factorul de pierderi dielectrice, care pot să apară în timpul tratamentului termic, precum și alte fenomene care intervin odată cu transformările materialului, impun reglarea puterii instalației electrotermice. În cazul în care, în procesul de încălzire din material se degajă vapori de apă, care se pot condensa pe plăcile condensatorului, crește pericolul de conturnare și este indicată reducerea intensității cîmpului electric. Dacă în timpul încălzirii dielectrice materialul își schimbă starea de agregare, cantitatea de căldură necesară va fi (v. comparativ relația 4.133)

$$Q = Pdt = cmd\vartheta + c_a m, \qquad (4.135)$$

în care c_a este căldura latentă de topire sau de vaporizare.

În cazul în care între plăcile condensatorului electric sînt introduse materiale cu mai multe straturi, puterea degajată în unitatea de volum a materialului se calculează astfel:

Pentru cazul din figura 4.84, *a*, materiale cu două straturi în paralel, deoarece $E_1 = E_2$, se poate scrie

$$\frac{p_{v1}}{p_{v2}} = \frac{\varepsilon_{r1} \operatorname{tg} \delta_1}{\varepsilon_{r2} \operatorname{tg} \delta_2}. \qquad (4.136)$$

Dacă straturile sînt în serie, ca în figura 4.84, *b*, inducția electrică $D = \varepsilon_1 E_1 = \varepsilon_2 E_2$,
și ca urmare pentru raportul puterilor specifice avem

$$\frac{p_{v1}}{p_{v2}} = \frac{E_1^2 \varepsilon_{r1} \operatorname{tg} \delta_1}{E_2^2 \varepsilon_{r2} \operatorname{tg} \delta_2} = \frac{\varepsilon_{r2} \operatorname{tg} \delta_1}{\varepsilon_{r1} \operatorname{tg} \delta_2}. \qquad (4.137)$$

Un proces tehnologic de bună calitate impune $p_{v1} = p_{v2}$, condiție de care se ține seamă la așezarea materialului dielectric, dublu stratificat, între plăcile condensatorului, în varianta din figura 4.84, *a* sau 4.84, *b*.

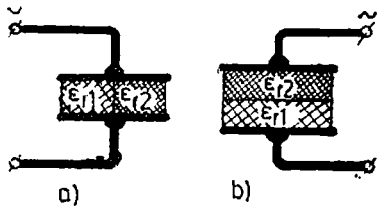


Fig. 4.84. Material dublu stratificat :
a — straturi în paralel; b — straturi în serie.

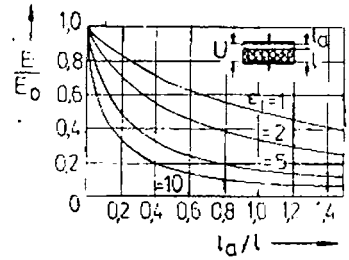


Fig. 4.85. Explicativă pentru relația (4.140).

Sînt situații în care unul din cele două straturi din figura 4.84, *b* este de aer (întrefier). Utilizînd indicele „*a*" pentru întrefier, avem

$$\frac{U}{U_a} = \frac{El}{E_a \cdot l_a} = \frac{l}{\varepsilon_r l_a} \quad (\varepsilon_{ra}=1), \tag{4.138}$$

de unde

$$\frac{U_e}{U_e + U_a} = \frac{U_e}{U} = \frac{1}{1+\varepsilon_r \dfrac{l_a}{l}}. \tag{4.139}$$

Considerînd că nu există întrefier, $l_a=0$, tensiunea sursei U se aplică numai stratului dielectric în care valoarea intensității cîmpului electric va fi E_0, astfel că rezultă expresia, figura 4.85

$$\frac{E}{E_0} = \frac{1}{1+\varepsilon_r \dfrac{l_a}{l}}. \tag{4.140}$$

Uneori materialul care se tratează termic, folosind cîmpul electric de înaltă frecvență, nu este izotrop (de exemplu, lemnul). În alte cazuri, materialul nu este omogen. Se poate considera situația de la încleierea foilor de placaj. Degajarea de căldură trebuie să se facă astfel încît să se încălzească cleiul fără să se consume energie pentru încălzirea lemnului. Într-un alt caz, la distrugerea microorganismelor este important să se aleagă o astfel de frecvență încît degajarea de căldură să se producă mai ales în aceste microorganisme.

O degajare de căldură neuniformă poate avea loc și dacă materialul este omogen și izotrop datorită formei sale. Pentru a asigura o încălzire mai uniformă, geometria plăcilor metalice 1 ale conden-

satorului electric se determină, figura 4.86, *a*, *b*, pentru repartiția cît mai corespunzătoare a cîmpului electric în materialul 2. Un alt exemplu se referă la sudarea în cîmpul electric de înaltă frecvență a doi semicilindri de sticlă, figura 4.86, *c*.

b. *Aplicații ale încălzirii dielectrice.* Instalațiile electrotermice de încălzire dielectrică prezintă avantaje față de celelalte procedee de încălzire, deoarece dezvoltarea de căldură se produce în mod uniform în toată masa dielectricului. Ca urmare, încălzirea acestor materiale din exterior prin radiație și convecție este necorespunzătoare, deoarece straturile de la suprafață pot atinge temperaturi ridicate, viteza de încălzire a corpului în toată masa fiind mică. Timpul necesar procesului tehnologic la care se aplică încălzirea dielectrică este redus, ceea ce asigură o productivitate ridicată. Calitatea produselor realizate este superioară față de cea realizată cu metodele de încălzire din exterior.

Datorită frecvențelor înalte utilizate la încălzirea dielectrică, 10—40 MHz și în unele cazuri pînă la 200 MHz, producerea energiei electrice se face cu generatoare electronice. Puterile uzuale ale acestor generatoare sînt de 1—50 kW, atingînd 1 MW la instalațiile industriale mari. Pentru încălzirea capacitivă s-au fixat frecvențele de 13,56 ; 27, 12 și 40,66 MHz. Abateri mai mari de $\pm 0{,}05\%$ de la valorile indicate sînt admise numai dacă se ecranează generatorul electric, condensatorul de lucru și cablul de alimentare al acestuia, dacă se prevăd filtre pe conductoarele de alimentare a generatorului și carcasa acestuia este legată la o priză de pămînt.

Miezurile de turnătorie cu lianți pe bază de fenol, melamină sau uree pot fi uscate și solidificate în cîteva minute, procedeul tehnologic fiind rentabil, figura 4.87.

Concluzie. Mărimea factorului de pierderi, $\varepsilon_r \operatorname{tg} \delta$, permite aprecierea posibilității tehnice de încălzire capacitivă a unui material și alegerea frecvenței optime pentru cîmpul electric. La valori

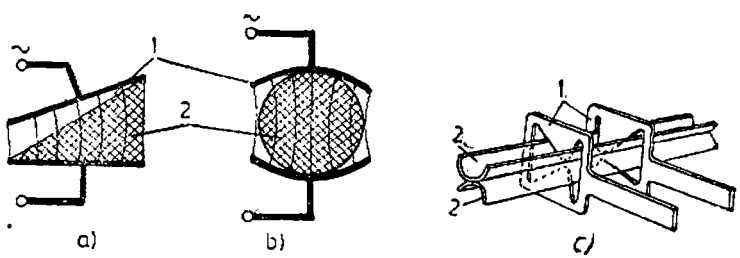


Fig. 4.86. Forme ale plăcilor condensatorului pentru a asigura o încălzire corespunzătoare.

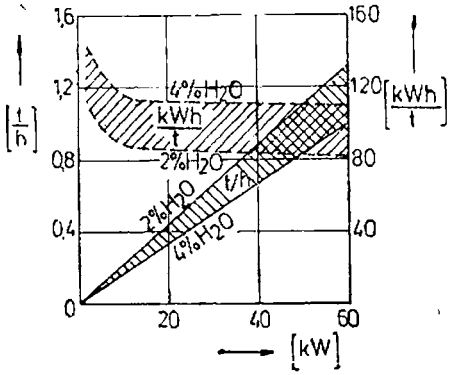


Fig. 4.87. Indicații privind puterea necesară la uscarea și solidificarea miezurilor de turnătorie în funcție de debit (t/h), consumul specific de energie electrică (kWh/t) și cantitatea de umiditate.

$\varepsilon_r \operatorname{tg} \delta \geqslant 1$ încălzirea este bună; între 0,01 și 1 încălzirea este posibilă, iar sub 0,001 încălzirea este nerealizabilă.

Date orientative referitoare la încălzirea capacitivă sînt cuprinse în tabelul 4.6.

B. Încălzirea dielectrică cu microunde folosește frecvențe foarte înalte în limitele 0,3—300 GHz (microunde). La aceste frecvențe, chiar și la valori mici ale intensității cîmpului electric, puterea dezvoltată în materiale dielectrice avînd valori reduse pentru factorul de pierderi poate fi apreciabilă. Materialele metalice reflectă microundele. Pentru producerea microundelor se utilizează generatoare magnetron (tuburi electronice) a căror putere ajunge pînă la 5 kW. Pentru încălzirea cu microunde s-au fixat frecvențele de 0,915 GHz; 2,375 GHz; 5,8 GHz și 22,125 GHz.

Adîncimea de pătrundere a undei electromagnetice plane într-un dielectric δ_d, definită ca distanța de-a lungul căreia 86,5% din puterea intrată prin suprafața dielectricului se transformă în căldură, este dată de relația

$$\delta_d = \frac{\lambda_0}{2\pi \operatorname{tg} \delta \sqrt{\varepsilon_r}} \text{ [cm]}, \qquad (4.141)$$

în care λ_0 [cm] este lungimea de undă în aer, iar $\operatorname{tg} \delta$ și ε_r — parametrii materialului dielectric depind de frecvență, temperatura de încălzire și de gradul de umiditate.

Încălzirea dielectrică cu microunde poate fi realizată folosind cîmpul de radiație creat cu ajutorul unui sistem de antene, figura 4.88, *a*, *b*, *c*, *d* sau în cadrul unor cavități rezonante, figura 4.88, *e*.

Cu ajutorul instalațiilor electrotermice cu microunde se pot executa procese de coacere și decongelare într-un timp mult mai redus decît prin alte metode. Încălzirea produselor alimentare permite automatizarea proceselor de preparare, rentabilă la nivelul bucătăriilor mari. Productivitatea este de 4—10 ori mai mare decît la cuptoarele electrice obișnuite. Încălzirea cu microunde permite

Tabelul 1.6

Date orientative referitoare la încălzirea capacitivă a materialelor

Materialul	Frecvența [MHz]	Puterea pe unitate de volum [W/cm^3]	Intensitatea cîmpului electric [V/cm]	Volumul încărcăturii	Durata tratamentului termic
Lemn (uscare)	0,3—0,75	0,008—0,05	50—400	3—15 m^3	8—30 h
Lemn (încleiere)	0,5—15	0,02—0,05	400—700	pînă la 1 m^3	10—20 min
Miezuri de turnătorie (uscare)	6—50	1—3	200—800	pînă la 50 kg	2—20 min
Semințe (uscare în vid)	10—12	0,08—0,09	50—100	pînă la 250 kg	0,75—1,2 h
Vulcanizarea cauciucurilor	5—10	1,4—5	200—700	10—30 kg	4—8 min
Hîrtie, foi (uscare)	20—30	100—500	200—5700	0,1—1 m^3	5—40 s
Conserve de fructe (sterilizare)	25—35	3—7	250—300	12—0,5 kg	40—110 s
Policlorură de vinil (sudare)	20—75	100—600	1 000—10 000	0,1—0,5 m^3	0,5—20 s
Material plastic (sudare cu role)	40—200	1 000—1 500	3 000—30 000	(3—10)·10^{-3} kg	0,03—0,2 s

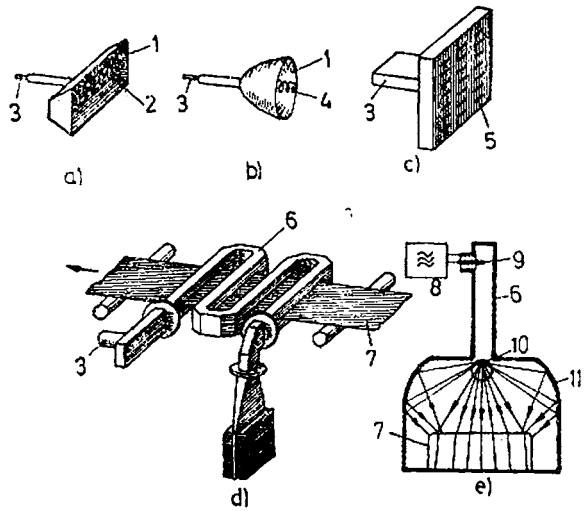


Fig. 4.88. Instalații de încălzire cu microunde : a — dipol emițător cu reflector; b — emițător cu spirală; c — emițător cu fantă; d — sistem cu ghid de undă pentru încălzirea continuă; e — sistem cu cavitate rezonantă; 1 — reflector; 2 — linie de dipoli; 3 — legătură la magnetron; 4 — antenă în spirală; 5 — cavitate rezonantă avînd peretele cu șlițuri; 6 — sistem de dirijare a microundelor; 7 — material de încălzit; 8 — magnetron; 9 — dipol; 10 — punct de distribuție a microundelor; 11 — cameră de încălzire.

tratamentul termic al materialelor plastice cu pierderi dielectrice mici. În cavitățile rezonante se pot topi materiale, ca sticla, oxizi etc., la temperaturi de peste 1 700 °C.

4.5. CUPTOARE CU FASCICUL DE ELECTRONI

Aceste instalații moderne electrotermice funcționează pe baza transformării în căldură a energiei cinetice a unui fascicul de electroni, focalizat asupra metalului care se supune procesului de încălzire. Ca sursă de electroni este un *tun electronic* alimentat în c.c.

la înaltă tensiune, prevăzut cu un dispozitiv de focalizare și de conducere a fluxului de electroni, figura 4.1, *k*. Utilizarea cuptoarelor cu fascicul de electroni se face în unele domenii de vîrf ale tehnologiei, fiind caracterizată prin performanțe superioare, tabelul 4.7. Unele exemple de aplicații practice se referă la: prelucrarea electrică a metalelor (prelucrarea foliilor metalice, metalizarea cu straturi subțiri, debitare, găurire și frezare); sudarea metalelor; topirea metalelor greu fuzibile; vaporizarea metalelor; tratamente termice (încălzire rapidă) [4.7].

Tabelul 4.7

Caracteristicile instalațiilor cu fascicul de electroni

Procesul tehnologic	Energia electronilor [keV]	Caracteristicile fasciculului		
		Diametru [mm]	Putere [kW]	Densitate de putere [MW/cm^2]
Prelucrarea metalelor	20—150	0,1—1	10^{-3}—10	0,1—1000
Sudare	50—200	0,1—3	0,05—60	0,1—40
Topire	15—35	1—100	1—5000	0,01—0,1
Vaporizare	10—35	1—100	5—500	0,5
Tratamente termice	15—35	1—100	1—500	0,001—0,5

5. PROBLEME ALE INSTALAŢIILOR DE ILUMINAT ELECTRIC PENTRU ASIGURAREA UNUI REGIM ECONOMIC DE FUNCŢIONARE

5.1. LĂMPI ELECTRICE ŞI APARATE PENTRU ILUMINAT

5.1.1. PROBLEME FUNDAMENTALE PRIVIND MĂRIMILE FOTOMETRICE

Lumina este radiaţia electromagnetică capabilă să producă prin intermediul organului vizual (ochiul) o senzaţie vizuală. Radiaţiile vizibile sau luminoase aranjate în ordinea lungimilor de undă determină *spectrul radiaţiilor vizibile*, cuprins aproximativ între lungimile de undă $\lambda=0{,}4$ μm şi $\lambda=0{,}76$ μm (violet, albastru, verde-galben, portocaliu, roşu). În exteriorul intervalului menţionat radiaţia este invizibilă şi, în funcţie de caracteristicile sale, spectrul radiaţiilor electromagnetice se împarte în zone, figura 5.1. Ochiul omenesc nu este la fel de sensibil pentru toate radiaţiile din spectrul vizibil. Considerînd radiaţii de acelaşi flux energetic, în intervalul $\lambda=0{,}4-0{,}76$ μm există o radiaţie de o anumită lungime de undă $\lambda=0{,}555$ μm, faţă de care sensibilitatea ochiului este maximă în

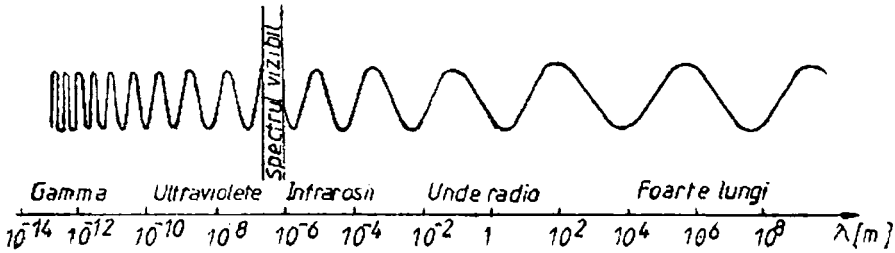


Fig. 5.1. Spectrul radiațiilor electromagnetice.

condițiile regimului de vedere diurn. Pentru fiecare observator se poate trasa *curba eficacității luminoase relative spectrale* V_λ, care este diferită pentru regimul de vedere diurn (vedere fotopică) și nocturn (vedere scotopică). Determinările efectuate pentru un număr mare de observatori au permis definirea observatorului convențional mediu, *observatorul fotometric de referință*, figura 5.2, adoptat de Comisia Internațională de Iluminat.

Fluxul luminos reprezintă fluxul de energie radiantă, evaluat după senzația vizuală pe care o produce. Legătura dintre fluxul luminos Φ (W) și fluxul de energie radiantă Φ_e (W) se realizează prin curba eficacității luminoase relative spectrale. Pentru a exprima fluxul luminos în lumen (lm) se introduce *echivalentul fotometric al radiației*, $K=680$ lm/W.

În corelare cu structura spectrului de radiație al sursei, figura 5.3, se pot scrie relațiile:

— în cazul unei radiații monocromatice caracterizată prin lungimea de undă λ

$$\Phi_\lambda = K \cdot V_\lambda \cdot \Phi_e \ [\text{lm}]; \qquad (5.1)$$

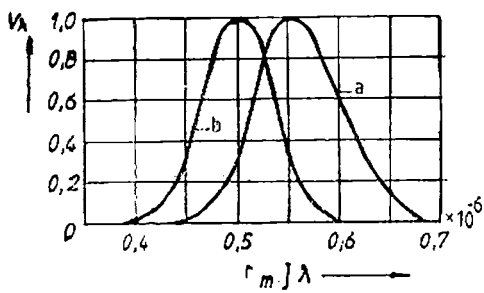


Fig. 5.2. Eficacitatea luminoasă relativă spectrală:
a — regimul de vedere diurn;
b — nocturn.

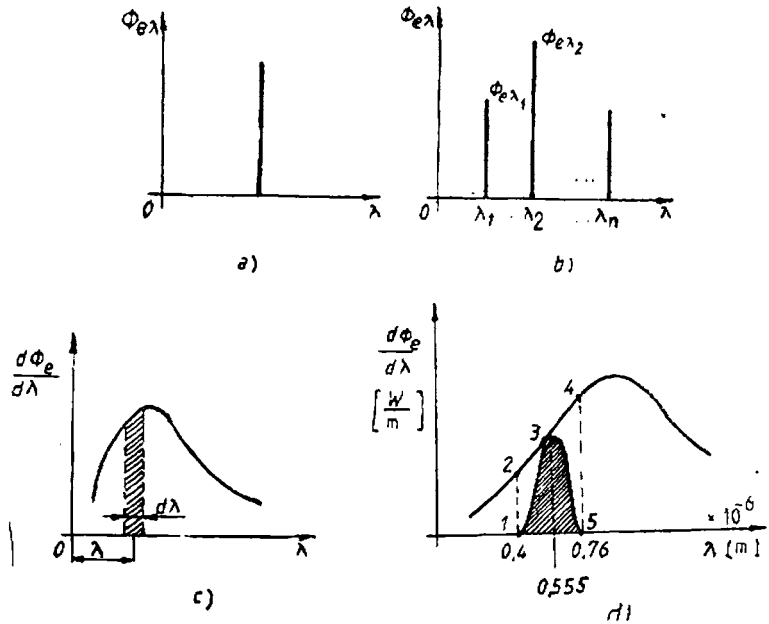


Fig. 5.3. Spectre de radiație :
a — monocromatic; b — discontinuu; c și d — continuu.

— în cazul *unui spectru discontinuu* compus din radiații monocromatice caracterizate prin lungimile de undă $\lambda_1, \lambda_2 \ldots, \lambda_n$

$$\Phi = K \sum_{i=1}^{n} V_{\lambda i} \cdot \Phi_{e\lambda i} \text{ [lm]} ; \tag{5.2}$$

— în cazul *unui spectru continuu*

$$\Phi = K \int_0^{\infty} \frac{d\Phi_e}{d\lambda} V_\lambda \cdot d\lambda \text{ [lm]}, \tag{5.3}$$

$\frac{d\Phi_e}{d\lambda}$ este densitatea spectrală a fluxului de energie radiantă în domeniul $d\lambda$, în W/m ; $d\lambda$ — intervalul elementar în jurul lungimii de undă λ, în m.

În cazul unui spectru continuu al radiației și în situația regimului de vedere diurn, fluxul luminos este proporțional cu aria

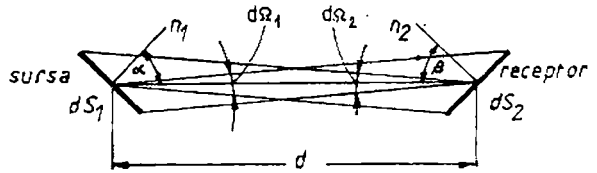


Fig. 5.4. Sursa și receptorul de energie luminoasă: α — unghiul de radiație stabilit față de normala n_1 la suprafața elementară dS_1 a sursei; β — unghiul de incidență măsurat față de normala n_2 la suprafața elementară dS_2 a receptorului; $d\Omega_1$ și $d\Omega_2$ — unghiuri solide elementare considerate în jurul direcției α, respectiv β.

haşurată (aria 135), iar fluxul total de energie radiantă este proporțional cu aria mărginită de curba $d\Phi_e/d\lambda = f(\lambda)$ și abscisă.

Considerînd în spațiu sursa și receptorul de energie luminoasă, figura 5.4, se poate scrie următoarea expresie pentru fluxul luminos, tabelul 5.1

$$\Phi = K \int\int\int \varphi_e \cdot V_\lambda \cdot \cos\alpha \cdot ds_1 \cdot d\lambda \cdot d\Omega_1 \ [\text{lm}], \qquad (5.4)$$

în care φ_e este fluxul specific de putere radiantă, în $\frac{W}{m^2 \cdot sr}$; $d\Omega_1$ — — unghiul solid elementar în jurul direcției de radiație, în sr; ds_1 — suprafața elementară de radiație, în m^2.

Din tabelul 5.1 rezultă definirea mărimilor fotometrice. Unele relații între mărimile fotometrice sînt prezentate în tabelul 5.2. Relația dintre iluminare și intensitatea luminoasă arată că în cazul unei incidențe constante cos β = const., *iluminarea suprafeței receptorului într-un punct* se modifică invers proporțional cu pătratul distanței. La o distanță d=const., iluminarea variază cu cosinusul unghiului de incidență. Pentru unghiul $\beta = \frac{\pi}{2}$, iluminarea în punctul considerat este egală cu zero, iar pentru unghiul $\beta = 0$ iluminarea are valoarea maximă $E_{max} = E_\perp = dI_\alpha/d^2$. *În tehnica iluminatului, sursele de lumină se consideră punctiforme dacă distanța d dintre sursă și suprafață iluminată este de cel puțin de cinci ori mai mare decît dimensiunea geometrică transversală maximă a sursei.*

Fluxul luminos incident Φ_i, care cade asupra unui corp într-un caz general, se împarte în trei părți: o parte este reflectată pe suprafața corpului Φ_r, alta este absorbită de corp Φ_a și a treia este transmisă prin corp Φ_t

Tabelul 5.1

Mărimi şi unităţi fotometrice

Nr. crt.	Denumirea mărimii fotometrice	Simbol	Unităţi de măsurare	Relaţia de definiţie
1	2	3	4	5
1	Fluxul luminos	Φ	lumenul (lm)	$\Phi = K \iiint \varphi_e \cdot V_\lambda \cdot \cos\alpha \cdot ds_1 \cdot d\lambda \cdot d\Omega_1$
2	Intensitatea luminoasă	I	candela (cd)	$I_\alpha = \frac{d\Phi}{d\Omega_1} = K \iint \varphi_e \cdot V_\lambda \cdot \cos\alpha \cdot ds_1 \cdot d\lambda$
3	Luminanţa	L	nitul (nt) sau $\left(\frac{cd}{m^2}\right)$	a) Pentru surse $L_\alpha = \frac{dI_\alpha}{ds_1 \cos\alpha} = \frac{d^2\Phi}{d\Omega_1 \, ds_1 \cos\alpha} = K \int \varphi_e \cdot V_\lambda \cdot d\lambda$ b) Pentru receptoare $L_\beta = \frac{dI_\beta}{ds_2 \cos\beta} = \frac{d^2\Phi}{d\Omega_2 \cdot ds_2 \cos\beta}$
4	Iluminarea	E	lux (lx)	$E = \frac{d\Phi}{ds_2} = \frac{d\Phi \cdot d\Omega_2 \cos\beta}{ds_1 \cdot d\Omega_1 \cos\alpha} = \int L_\alpha \cdot \cos\beta \cdot d\Omega_2$
5	Emitanţa luminoasă	M	$\left(\frac{lm}{m^2}\right)$	$M = \frac{d\Phi}{ds_1} = K \iint \varphi_e \cdot V_\lambda \cdot \cos\alpha \cdot d\lambda \cdot d\Omega_1 = \int L_\alpha \cos\alpha \cdot d\Omega_1$
6	Eficacitatea luminoasă a sursei	e	$\left(\frac{l_m}{W}\right)$	$e = \frac{\Phi}{P} = \frac{K V_\lambda \Phi_e}{\Delta P + \Phi_{e\lambda}} = \frac{K \sum_{i=1}^{n} V_{\lambda i} \Phi_{e\lambda i}}{\lfloor \Delta P + \sum_{i=1}^{n} \Phi_{e\lambda i} =$

Tabelul 5.1 (continuare)

1	2	3	4	5
				$= \dfrac{K\int_0^\infty \frac{d\Phi_e}{d\lambda} \cdot V_\lambda \cdot d\lambda}{\Delta P + \int_0^\infty \frac{d\Phi_e}{d\lambda} d\lambda}$

în care ΔP reprezintă pierderea de putere activă în interiorul sursei, corespunzător părţii din puterea P absorbită de sursă care nu se transformă în radiaţii

7	Cantitatea de lumină	Q_Φ	(lm·s)	$Q_\Phi = \int_0^t \Phi \cdot dt$
8	Expunerea luminoasă	Q_E	(lx·s)	$Q_E = \int_0^t E \cdot dt$

Relații între mărimi și unități fotometrice

Nr. crt.	Relația de legătură	Relația de definiție
1	Iluminare și intensitate luminoasă	$E = \frac{dI_\alpha \cos\beta}{d^2} = E_\perp \cdot \cos\beta$
2	Luminanță și intensitate luminoasă (se stabilește pentru surse de lumină)	$L_\alpha = \frac{dI_\alpha}{ds_1 \cdot \cos\alpha}$
3	Luminanță și iluminare (se stabilește pentru receptoare)	$E_\perp = \frac{d\Phi}{ds_2 \cos\beta}$; $L_\beta = \frac{dE_\perp}{d\Omega_2}$
4	Fluxul luminos și intensitate luminoasă	a) Cazul general: $d\Phi = I_{\alpha\beta}\, d\Omega$; $\Phi = \int_{\beta=0}^{2\pi} \int_{\alpha=0}^{\pi} I_{\alpha\beta} \sin\alpha\, d\alpha\, d\beta$ b) Cazul suprafeței plane perfect difuzante: $\Phi = 2\pi I_n \int_{\alpha=0}^{\frac{\pi}{2}} \sin\alpha \cos\alpha\, d\alpha = \pi I_n$
5	Emitanță luminoasă și luminanță (pentru suprafețe perfect difuzante)	$M = \frac{d\Phi}{ds_1} = \pi \frac{dI_n}{ds_1} = \frac{\pi\, dI_\alpha}{ds_1 \cos\alpha} = \pi L$
6	Emitanță luminoasă și iluminare (pentru surse secundare de lumină prin reflexie și transmisie)	$L = \frac{M}{\pi} = \frac{r}{\pi} E$ $L = \frac{M}{\pi} = \frac{t}{\pi} E$

$\frac{\Phi_r}{\Phi_i} + \frac{\Phi_a}{\Phi_i} + \frac{\Phi_t}{\Phi_i} = 1$ (5.5), în care $\frac{\Phi_r}{\Phi_i} = r$ este factorul de reflexie ; $\frac{\Phi_a}{\Phi_i} = a$ — factorul de absorbție ; $\frac{\Phi_t}{\Phi_i} = t$ — factorul de transmisie. Acești trei factori variază cu lungimea de undă λ și cu temperatura absolută T a corpului. Ca urmare, relația (5.5) se poate scrie

$$r_{\lambda,T} + a_{\lambda,T} + t_{\lambda,T} = 1. \qquad (5.6)$$

Pentru a caracteriza variația factorului de reflexie, de absorbție și de transmisie cu lungimea de undă se folosește denumirea de *factor spectral* de reflexie, de absorbție și de transmisie. Valoarea inversă a factorului de transmisie reprezintă opacitatea. Corpul opac se caracterizează prin faptul că $t = 0$.

Unele elemente de construcție sau surse de lumină pot fi asimilate cu *corpurile perfect difuzante*. Acestea reflectă sau transmit fluxul luminos incident astfel încît *luminanța este independentă de direcția de incidență a fluxului luminos și de direcția din care sînt privite corpurile.* Luminanța sau strălucirea luminoasă este mărimea fotometrică percepută direct de ochi și se referă atît la suprafețele surselor de lumină, cît și la suprafețele iluminate. Curba de distribuție unghiulară a intensității luminoase la un corp perfect difuzant prin reflexie, sau prin transmisie, figura 5.5, este un cerc. Din relația de definiție a luminanței (tabelul nr. 5.1) se obține

$$L_\alpha = \frac{dI_\alpha}{dS_1 \cos\alpha} = \frac{dI_n}{dS_1} = \text{const.}, \qquad (5.7)$$

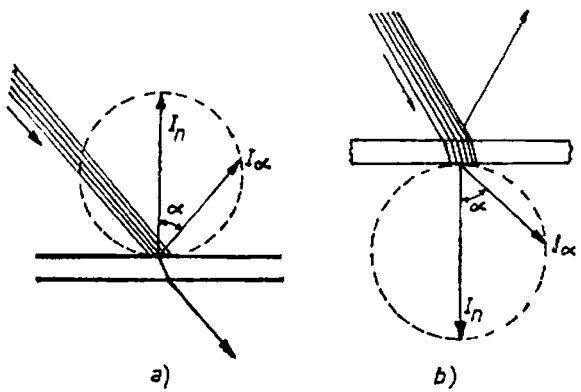


Fig. 5.5. Suprafețe perfect difuzante :
a — prin reflexie; b — prin transmisie.

şi deci, în general, $I_\alpha = I_n \cdot \cos \alpha$, (5.8)

în care I_n este intensitatea luminoasă în direcţia normală la suprafaţă. Relaţia (5.8) exprimă *teorema lui Lambert.*

5.1.2. LĂMPI ELECTRICE PENTRU ILUMINAT

5.1.2.1. CARACTERIZAREA FOTOMETRICĂ ŞI COLORIMETRICĂ A SURSELOR DE LUMINĂ

A. Principalele elemente care caracterizează din punct de vedere fotometric sursele de lumină sînt valoarea şi distribuţia spaţială a fluxului şi a intensităţii luminoase, valoarea şi distribuţia iluminărilor realizate de acestea.

Pentru a cunoaşte distribuţia în spaţiu a fluxului luminos se asociază fiecărei direcţii care trece prin centrul sursei de lumină un vector, avînd originea în centrul sursei şi lungimea proporţională cu valoarea intensităţii luminoase în direcţia respectivă. În spaţiu, locul geometric al extremităţilor acestor vectori reprezintă *suprafaţa de distribuţie a intensităţii luminoase* sau *suprafaţa fotometrică*, figura 5.6.

Majoritatea surselor de lumină existente în practică prezintă fie o axă, fie două planuri de simetrie (perpendiculare între ele). Intersecţia suprafeţei fotometrice cu unul din planele meridiane, plane care trec prin axa de simetrie a sursei, sau cu planele de simetrie ale sursei, determină *curba de distribuţie unghiulară a intensităţii luminoase* sau *curba fotometrică*, figura 5.7. Curba fotometrică poate fi trasată în coordonate polare sau carteziene şi este dată în cataloage pentru o sursă convenţională cu fluxul luminos $\Phi = 1\,000$ lm. Pentru o altă sursă cu fluxul luminos Φ_x se face recalcularea

$$I_{\alpha x} = I_{\alpha\,1000} \cdot \frac{\Phi_x}{1\,000} \cdot \qquad (5.9)$$

În cazul surselor care au o axă se simetrie este suficientă o singură curbă fotometrică. Sursele nesimetrice pot fi caracterizate prin mai multe curbe fotometrice, trasate în plane verticale situate la diferite unghiuri β. Intensitatea luminoasă a sursei $I_{\alpha\beta}$ este funcţie de unghiul α (în plan vertical) şi β (în plan orizontal).

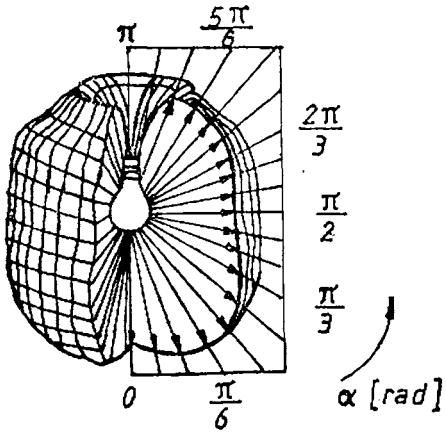


Fig. 5.6. Explicativă pentru suprafața fotometrică.

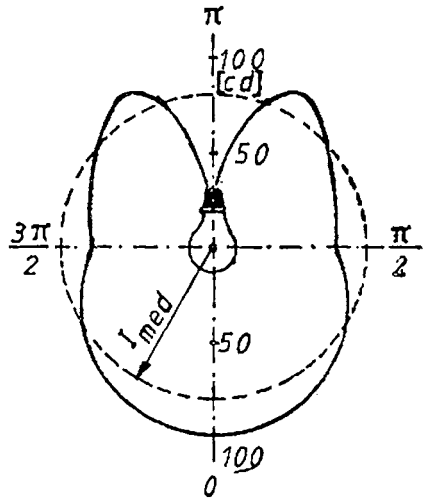


Fig. 5.7. Curbă fotometrică în coordonate polare.

Reprezentarea distribuției intensității luminoase a unei surse de lumină se poate face și prin trasarea *curbelor de egală intensitate luminoasă — curbe izocandele* pe o suprafață convenabil aleasă. Această metodă este indicată pentru sursele de lumină care au cel puțin un plan vertical de simetrie. Emisfera care ia naștere prin intersecția sferei cu planul de simetrie poate fi reprezentată în plan folosind o proiecție topografică care păstrează ariile, figura 5.8. Perechea de unghiuri α și β determină direcția intensității luminoase, $I_{\alpha\beta}$.

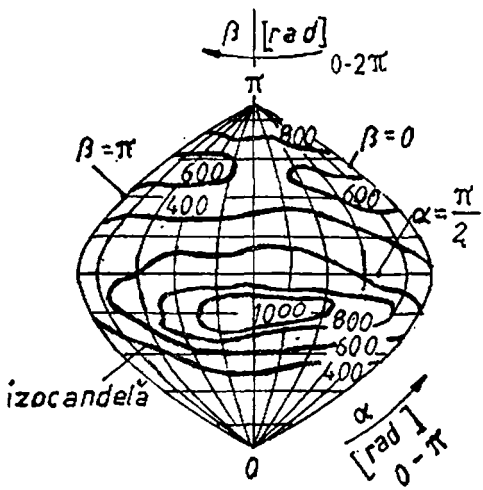


Fig. 5.8. Curbe izocandele.

Reprezentarea efectului unei surse de lumină se face prin desenarea *curbelor de egală iluminare-curbe izolux.*

B. Varietatea surselor de lumină utilizate în instalațiile elec-

trice de iluminat ridică probleme importante în legătură cu culoarea surselor și redarea naturală a culorilor suprafețelor iluminate.

Senzațiile luminoase cauzate de diferite radiații monocromatice se diferențiază între ele prin culoare. O sursă luminoasă care emite un spectru complex de radiații se caracterizează, din punct de vedere colorimetric, în primul rînd prin culoarea aparentă a sursei, rezultată din compunerea tuturor culorilor corespunzătoare spectrului său de emisie.

Se precizează că dacă unei compoziții spectrale îi corespunde o singură culoare, unei culori îi pot corespunde mai multe compoziții spectrale. Acest aspect constituie o a doua caracteristică colorimetrică a sursei de lumină și intervine în redarea culorilor.

Culoarea unui corp depinde de caracteristicile fotometrice ale lui, cît și de distribuția spectrală a luminii incidente. Două surse de lumină pot avea aceeași culoare aparentă, însă avînd distribuții spectrale diferite, rezultă că suprafața iluminată separat de cele două surse va prezenta culori diferite.

În tehnica iluminatului se compară proprietățile surselor de lumină (distribuții spectrale de energie radiantă, proprietăți fotometrice și colorimetrice) cu cele ale corpului negru, la care factorul spectral de absorbție $a_{\lambda,T}=1$. Distribuția spectrală a radiației corpului negru depinde de temperatură. Fiecărei temperaturi îi corespunde o anumită culoare a corpului negru. Ca urmare, această culoare poate fi precizată prin indicarea temperaturii la care a fost încălzit corpul negru. În mod asemănător, culoarea surselor luminoase poate fi definită prin temperatura corpului negru a cărei radiație produce aceeași senzație de culoare. În acest caz, temperatura reală a corpului negru se numește *temperatură de culoare* T_c *a sursei considerate*. De exemplu, temperatura de culoare a unei lămpi fluorescente „alb lumina zilei" este $T_c=6\,500$ K, adică, ea are aceeași culoare cu corpul negru încălzit la 6 500 K, deși temperatura ei reală este de circa 313 K. Alte exemple: lampă cu incandescență 40 W — $T_c=2\,700$ K; diverse tipuri de lămpi fluorescente — $T_c=3\,000-7\,500$ K; cer înnorat — $T_c=6\,700$ K; cer senin — $T_c=10\,000-26\,000$ K. Cu creșterea temperaturii de culoare, se trece de la nuanțe calde, bogate în radiații roșii, la nuanțe reci cu conținut ridicat de radiații albastre.

Aptitudinea de redare a culorilor de către o sursă de lumină se apreciază prin *indicele de redare a culorilor*, $R_a \leqslant 100$. Aprecierea redării culorilor, folosind indexul de redare a culorilor, se face astfel: $R_a=90-100$ — foarte bună (reală); 70—90 — bună; 50—70 — moderată [1.3, 5.35].

5.1.2.2. CARACTERISTICI ŞI PERFORMANŢE FUNCŢIONALE ALE UNOR TIPURI DE LĂMPI ELECTRICE

A. Alegerea variantei optime a sursei de lumină într-o instalaţie electrică de iluminat impune compararea mai multor tipuri de lămpi electrice, analizîndu-se, în principal, următorii parametri: puterea nominală P_N absorbită de la reţea; tensiunea nominală U_N; fluxul luminos nominal Φ_N; distribuţia spectrală (culoarea radiaţiei) indicată prin temperatura de culoare T_c şi, eventual, prin coordonatele tricromatice; durata totală D_t de funcţionare, reprezentată prin intervalul de timp, exprimat în ore, în care lampa funcţionează pînă la pierderea capacităţii de funcţionare; durata utilă D, determinată de scăderea fluxului luminos pînă la o anumită limită $\Phi_{min}=0{,}8\ \Phi_N$; eficacitatea luminoasă $e=\Phi/P$; adaptarea la instalaţiile de iluminat sub aspectul gamei de puteri, de tensiuni, dimensiunilor de gabarit, schemelor de conectare la reţea; igiena vederii, corelată cu stabilitatea fluxului luminos în timp şi valoarea luminanţei lămpii; redarea culorilor obiectelor iluminate, evaluată prin indexul de redare a culorilor R_a; costul lămpii şi al accesoriilor necesare funcţionării acesteia în corelare cu tipul funcţional de lampă electrică [1.3].

Perfecţionarea tipurilor de lămpi electrice existente şi crearea unor noi surse electrice de lumină avînd eficacitatea luminoasă ridicată, durata utilă de funcţionare mare, grad de complexitate redus al schemei electrice de alimentare cu energie, preţ de cost şi gabarit minim, fiind posibilă redarea cît mai exactă a nuanţei culorilor obiectelor iluminate, reprezintă o preocupare importantă a specialiştilor din acest domeniu [5.28, 5.30, 5.31].

Crearea unor noi surse electrice de lumină, cît şi perfecţionările ulterioare la nivelul fiecărui tip evidenţiază o creştere accentuată a indicatorului eficacitate luminoasă, deosebit de semnificativ sub aspectul consumului specific de energie electrică, ale cărui valori ating 200 [lm/W] la lampa cu vapori de Na de joasă presiune. Pe de altă parte, este semnificativă corelaţia dintre eficacitatea luminoasă a unei lămpi electrice şi indexul de redare a culorilor, în sensul că acesta în general scade cu creşterea eficacităţii luminoase, ceea ce reprezintă un dezavantaj [5.35].

În figura 5.9 este prezentată evoluţia în timp a eficacităţii luminoase la unele tipuri de lămpi electrice, introduse şi folosite în tehnica iluminatului electric. Rezultă aprecieri pînă la nivelul anului 1980 asupra îmbunătăţirii permanente a acestui indicator energetic specific. *Cele mai economice, sub aspectul consumului de*

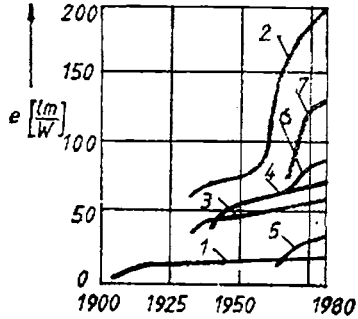


Fig. 5.9. Dinamica indicatorului eficacitate luminoasă : 1 — lămpi cu incandescență și filament din wolfram (1910); 2 — lămpi cu vapori de sodiu de joasă presiune (1931); 3 — lămpi cu vapori de mercur de înaltă presiune (1933); 4 — lămpi cu vapori de mercur de joasă presiune (1936); 5 — lămpi cu incandescență cu halogeni (1960); 6 — lămpi cu halogenuri metalice (1964); 7 — lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune (1965).

energie electrică, sînt lămpile cu descărcare în vapori metalici, dar pentru aceste surse de lumină trebuie de fapt considerat ansamblul lampă-balast, la nivelul căruia, datorită pierderilor de putere activă în balast, rezultă, cu cîteva procente, valori mai reduse ale eficacității luminoase față de cele indcate în figura 5.9.

B. **Lămpi electrice cu incandescență.** Emisiunea luminoasă se produce în corelare cu radiația termică, după încălzirea, pînă la incandescență, cu ajutorul curentului electric, a filamentului de wolfram. În interiorul balonului lămpii, filamentul incandescent poate funcționa în vid sau în atmosferă de gaz inert.

a. Alimentarea cu energie electrică a duliei, pentru a micșora pericolul de electrocutare, la atingerea filetului duliei, se face astfel încît polul de pe filet al duliei să fie legat la conductorul de nul, figura 5.10. Structura instalațiilor electrice de alimentare a acestor lămpi este relativ simplă, necesită investiții reduse, nefiind necesare echipamente auxiliare.

b. Eficacitatea luminoasă a lămpilor cu incandescență este proporțională cu puterea 5—6 a temperaturii absolute a filamentului. La lămpile de 40—1 000 W, temperatura filamentului incandescent de wolfram este de 2 300—2 500 °C. Este important ca filamentul să fie încălzit la o temperatură cît mai ridicată, aceasta fiind și în avantajul culorii, care odată cu creșterea temperaturii se modifică de la galben spre alb. Mărirea temperaturii filamentului cauzează însă creșterea vitezei de volatilizare a acestuia, ceea ce reduce durata utilă de funcționare a lămpii ; în același timp, prin condensarea pe pereții balonului a wolframului evaporat, balonul se înnegrește și fluxul luminos al lămpii scade.

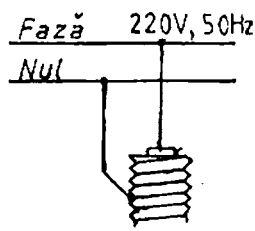


Fig. 5.10. Legarea la rețea a duliei.

Lămpile de puteri mari, iar la aceeași putere cele de tensiune mai mică, prezintă eficacități luminoase mai mari, deoarece au filamentele din fir mai gros și admit temperaturi de încălzire mai ridicate. O parte redusă din energia absorbită, 7—13%, este radiată în domeniul vizibil, ceea ce determină valorile relativ mici ale eficacității luminoase, 8—20 lm/W. Restul energiei corespunde radiațiilor invizibile și pierderilor termice.

c. Luminanța filamentului lămpii cu incandescență este foarte mare, în jur de 10^7 cd/m^2, datorită dimensiunilor relativ mici ale filamentului, provocînd fenomenul de orbire la privirea directă a acestuia. Lămpile cu balonul mat sau opal au luminanța în limite acceptabile, dar aceasta se răsfrînge negativ asupra eficacității luminoase, care este scăzută.

Compoziția spectrală a radiațiilor luminoase emise, sub forma unui spectru continuu, de către filamentul incandescent este în general bogată în radiații cu lungimi de undă mari, galben și roșu. Radiațiile din domeniul albastru — violet se află într-o mai mică cantitate, ceea ce se poate observa în figura 5.11, în care este redat și spectrul luminii naturale al boltei cerești. Din aceste motive, sursele cu filament incandescent denaturează într-o oarecare măsură nuanțele culorilor naturale ale corpurilor pe care le iluminează. Temperatura de culoare este scăzută, variind între 2 500—3 000 K.

d. Funcționarea lămpii nu este influențată de temperatura mediului ambiant.

e. Balonul lămpilor cu incandescență poate avea diferite forme : pară, sferă, ciupercă, picătură, lumînare, tubulară. În timpul funcționării lămpii, balonul de sticlă se încălzește astfel că, în funcție de puterea lămpii, există zone în care temperatura balonului atinge valori de peste 150 °C.

f. Variații mici ale tensiunii de alimentare U față de valoarea nominală U_N produc variații mari ale fluxului luminos Φ, eficacității luminoase e, puterii absorbite P și mai ales ale duratei de funcționare D, față de valorile nominale, figura 5.12.

g. Fluxul luminos nominal Φ_N reprezintă fluxul luminos emis de lampă după primele 100 h de funcționare, lampa fiind alimentată la tensiunea nominală.

h. Durata totală de funcționare D_t a lămpilor cu filament incandescent este relativ redusă, aproximativ 1 000 h pentru lămpile de utilizare generală în iluminat. Relația între durata totală de funcționare și durata utilă D este $D<D_t$. Din punct de vedere economic este necesar ca $D=D_t$.

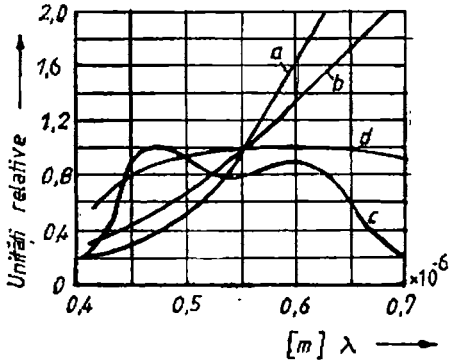


Fig. 5.11. Curbe spectrale : a, b — lămpi cu incandescență; c — lămpi fluorescente tubulare; d — lumina difuzată de bolta cerească ziua.

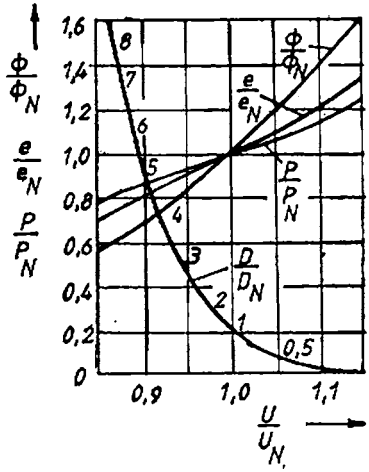


Fig. 5.12. Influența variației tensiunii de alimentare asupra performanțelor lămpilor cu incandescență.

i. Lămpile electrice cu incandescență se caracterizează și se clasifică după tensiune și putere nominală, flux, luminos, dimensiuni geometrice, tipul soclului, forma și felul balonului, felul spiralei filamentului (simplă, dublă, rezistentă la trepidații), destinație. Date referitoare la tipurile de lămpi electrice cu incandescență sînt prezentate în literatură de specialitate și cataloage [1.2, 1.3, 1.5, 5.5].

j. Lămpi electrice cu filament incandescent și atmosferă de halogeni. Pentru a micșora volatilizarea filamentului de wolfram în cazul creșterii temperaturii de funcționare a filamentului, efectuată pentru a mări prin aceasta eficacitatea luminoasă a lămpii, s-au construit lămpile electrice cu incandescență cu halogeni (fluor, clor, brom și mai ales iod). Dacă se adaugă o cantitate determinată de halogen în interiorul lămpii, în condiții date de temperatură, este posibil să ia naștere între halogen și wolfram un ciclu regenerator. La temperatura relativ joasă a peretelui lămpii, dar peste 250 °C, halogenul se combină cu wolframul și dă naștere unei halogenuri de wolfram. De exemplu, în cazul lămpii cu iod se formează iodură de wolfram $W+2I \rightarrow WI_2$. Iodura de wolfram este volatilă și umple întreg balonul lămpii, ajungînd și în apropierea filamentului spiralizat. La temperatura filamentului incandescent în jur de 3 000 K, iodura de wolfram se descompune eliberînd wolframul

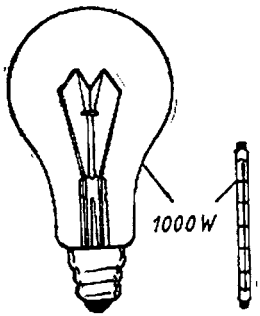


Fig. 5.13. Comparație între lampa cu incandescență și lampa cu incandescență și iod.

metalic, care se depune pe filament, $WI_2 \rightarrow W + 2I$. Halogenul rămîne liber pentru o nouă reacție. Dacă se asigură condiții experimentale corespunzătoare (temperatură, cantitate de halogen, dimensiuni geometrice etc.), reacțiile chimice sînt echilibrate, fenomenul prezintă un caracter ciclic, ceea ce corespunde denumirii de *lămpi cu ciclu regenerator*. Datorită ciclului regenerator se curăță pereții balonului prin readucerea wolframului pe filament. Valorile eficacității luminoase și ale duratei de funcționare sînt superioare față de cele ale lămpilor electrice cu incandescență normale. Durata de funcționare este de aproximativ două ori mai mare, iar eficacitatea luminoasă este mai mare cu 30%. Dimensiunile lămpilor electrice cu incandescență cu ciclu regenerator sînt mici, figura 5.13. În prezent se fabrică variate tipuri de lămpi cu incandescență cu ciclu regenerator cu iod avînd puteri pînă la 10 kW. Compoziția spectrală a luminii emise este apropiată de cea a luminii naturale. Din punct de vedere constructiv, lampa la puteri mari se prezintă sub forma unui tub de cuarț rezistent la temperaturi ridicate avînd filamentul așezat axial. Lămpile cu halogeni de putere mică, ordinul waților, sînt sferice pentru o depunere mai uniformă a wolframului pe filament. Domeniile de utilizare a lămpilor cu iod corespund acelor situații în care se cer fluxuri luminoase mari concentrate în surse de dimensiuni mici, de exemplu în iluminatul exterior (iluminatul public, iluminatul edificiilor, iluminatul cu proiectare), în iluminatul interior (iluminatul cu proiectoare în săli de spectacole), lămpi pentru farurile autovehiculelor, în studiouri de televiziune și cinema.

C. **Lămpi fluorescente tubulare sau lămpi cu vapori de mercur la joasă presiune.** Radiația luminoasă are la bază fenomenul de electroluminescență, care însoțește descărcarea electrică din atmosfera cu vapori de mercur a lămpii respective, caracterizată prin radiații ultraviolete. În vederea conversiunii radiațiilor ultraviolete în radiații din spectrul vizibil, pe suprafața interioară a balonului lămpii este așezat un strat de *substanță fluorescentă*, denumită *luminofor*. Radiațiile ultraviolete sînt absorbite de cristalele substanței fluorescente, care reemite în exteriorul tubului radiații din spectrul vizibil, corespunzătoare luminii albe, de diferite nuanțe. *În lampa fluorescentă se produce o transformare în două trepte a energiei electrice: inițial, în radiații ultraviolete, iar apoi în radiație vizi-*

bilă. La perfecționarea lămpilor fluorescente tubulare cu vapori de Hg la joasă presiune, pe plan mondial se fac cercetări pentru îmbunătățirea luminoforilor utilizați în structura lămpilor. *Realizarea unor noi generații de luminofori capabili să transforme în radiație vizibilă atît radiațiile ultraviolete, cît și cele infraroșii* ar permite creșterea eficacității luminoase la peste 100 lm/W. Totodată, realizarea unor noi structuri la luminofori are în vedere și optimizarea spectrului de radiație al acestora [5.10, 5.31, 5.35]. Lămpile cu vapori de mercur la joasă presiune sînt utilizate în iluminatul general de interior. În literatura de specialitate și în cataloage sînt prezentate detaliat date referitoare la performanțele lămpilor și a echipamentelor electrice aferente acestora, schemele de montaj și indicatorii de exploatare [1.3, 5.5, 5.9, 5.18].

a. Lămpile fluorescente nu pot fi racordate direct la rețeaua de alimentare, deoarece funcționarea lor este condiționată de prezența unor accesorii : *balastul*, pentru a asigura stabilitatea funcționării și amorsarea lămpii ; *lampa starter* (lampă cu descărcare în regim de licărire), pentru amorsarea lămpii fluorescente.

b. Regimul de funcționare al lămpii depinde de temperatura mediului ambiant, figura 5.15, *a*. Regimul optim are loc pentru valori ale temperaturii tubului de $40 \div 50$ °C, ceea ce corespunde la o temperatură a mediului ambiant de $20 \div 25$ °C. Lămpile fluorescente normale funcționînd cu starter se aprind în bune condiții în intervalul de temperaturi ale mediului ambiant de la $+5$ la $+60$ °C, iar cele cu aprindere rapidă fără starter de la -15 la $+60$ °C.

c. Lămpile fluorescente alimentate în curent alternativ de la rețeaua de 50 Hz emit un flux luminos pulsatoriu corespunzător frecvenței de 100 Hz ($T=0{,}02$ s). Această pîlpîire dă naștere *efectului stroboscopic*, dacă se ilumineză obiectele în mișcare. Reducerea efectului stroboscopic se realizează prin așezarea în același corp de iluminat a două lămpi parcurse de curenți defazați între ei (montaj duo), sau a trei lămpi alimentate fiecare de la o fază diferită a unei rețele trifazate. Rezultate superioare s-au obținut prin alimentarea lămpilor fluorescente cu frecvențe înalte. La alimentarea în curent continuu a acestor lămpi, fluxul luminos este fără pulsații.

d. Caracteristicile fotometrice și electrice ale lămpilor fluorescente (fluxul luminos Φ, tensiunea la bornele lămpii U_L, curentul I și puterea absorbită P) sînt puțin influențate de variațiile reduse ale tensiunii de alimentare. Dacă are loc o scădere a tensiunii de alimentare cu $10-15\%$ este periclitată siguranța aprinderii, sau la conectare lampa pîlpîie foarte des.

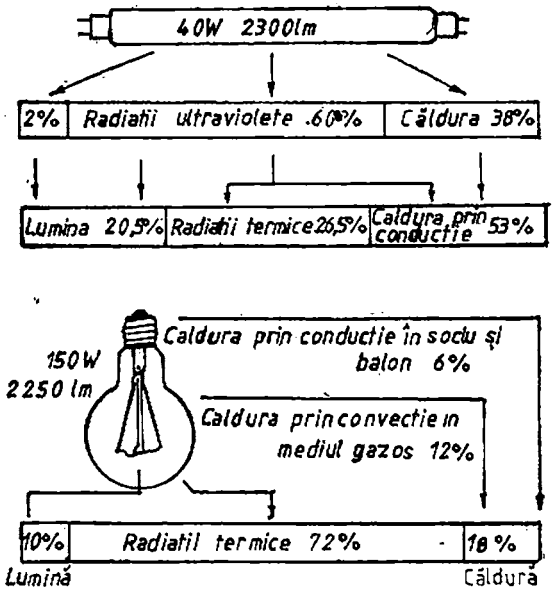


Fig. 5.14. Bilanțul energetic pentru o lampă cu incandescență și una fluorescentă avînd aproximativ același flux luminos emis.

e. Eficacitatea luminoasă este ridicată 50—75 lm/W, aproximativ 20% din energia electrică absorbită se transformă în lumină. În mod curent, lămpile fluorescente tubulare se construiesc pentru puteri de 14, 20, 40 și 65 W. O comparație orientativă între lampa cu incandescență și cea fluorescentă tubulară rezultă din figura 5.14. Unele defazaje ale lămpilor fluorescente tubulare sînt legate de puterea limitată și de lungimea mare.

f. Durata de funcționare este relativ mare, 7 500 ore, și este influențată de numărul conectărilor. În figura 5.15, *b* se identifică fluxul luminos nominal Φ_N și scăderea în raport cu timpul a fluxului luminos Φ emis de lampă.

g. Luminanța lămpilor este redusă, pînă la 10^4 cd/m^2.

h. Caracteristicile colorimetrice ale lămpilor fluorescente uzuale se realizează prin alegerea structurilor luminoforilor, temperaturile de culoare fiind cuprinse în banda T_c=2 900—6 500 K, structurată în raport cu 6 nuanțe de culoare albă a luminii emise, pentru care se folosesc simboluri tipizate.

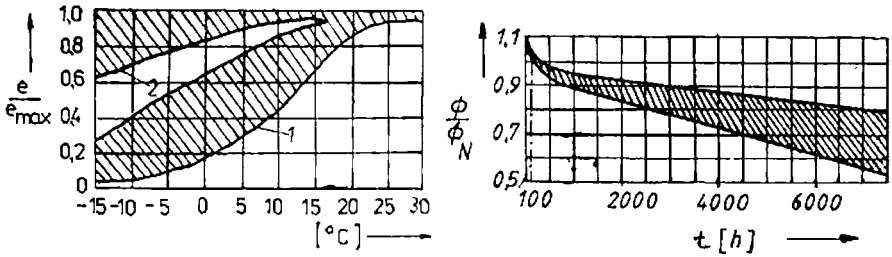


Fig. 5.15. Explicativă pentru variația fluxului luminos emis de lampa fluorescentă :
a — variația eficacității luminoase cu temperatura; 1 — lampă deschisă; 2 — lampă izolată termic folosind o construcție transparentă din sticlă sau material plastic; b — variația fluxului luminos în timp.

i. Scheme de montaj ale lămpilor fluorescente tubulare sînt prezentate în figura 5.16. Montajul cu balast pentru aprinderea rapidă fără starter cuprinde și un circuit suplimentar format dintr-o

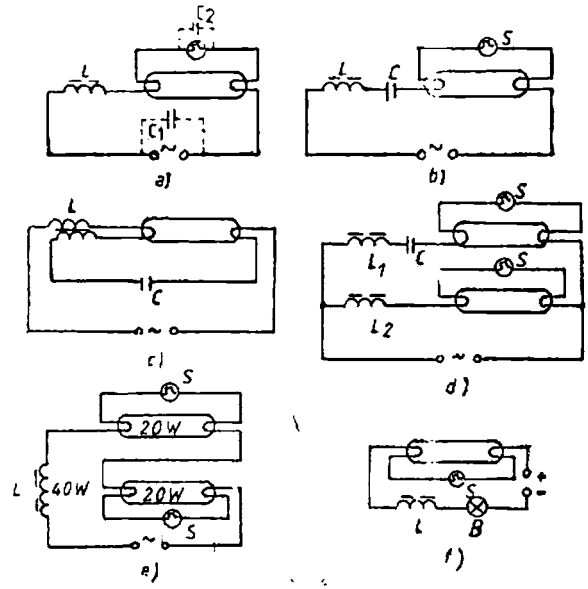


Fig. 5.16. Scheme de montaj ale lămpilor fluorescente alimentate de la rețeaua de 220 V, 50 Hz :
a — cu balast inductiv ($\cos\varphi = 0{,}5$); b — cu balast capacitiv ($\cos\varphi_c = 0{,}5$); c — cu balast pentru aprinderea rapidă fără starter ($\cos\varphi \geq 0{,}95$); d — montaj duo ($\cos\varphi \simeq 1$); e — montaj tandem; f — lămpi fluorescente tubulare pentru curent continuu; *S* — lampa starter.

capacitate și o inductivitate. Montajul este în rezonanță cu frecvența rețelei, atît timp cît lampa nu s-a aprins, astfel că la conectare se produce la bornele lămpii tensiunea necesară aprinderii. Tuburile fluorescente utilizate în astfel de montaje prezintă o bandă metalizată în lungul tubului. Lămpile fluorescente care funcționează cu asemenea balasturi au o aprindere mai sigură și la temperaturi joase ale mediului ambiant. Montajul duo este format din două circuite în paralel, unul avînd caracter inductiv, iar celălalt capacitiv. Curenții din cele două ramuri sînt defazați în urma, respectiv înaintea tensiunii de alimentare cu circa 60°. Curentul total este aproape în fază cu tensiunea de alimentare și deci factorul de putere al montajului $\cos \varphi = 1$. Montajul tandem se aplică la alimentarea a două lămpi de 20 W cu un balast de 40 W.

La alimentarea în curent continuu a lămpilor fluorescente, dacă tuburile au o lungime mai mare de 0,6 m trebuie să se asigure posibilitatea de a schimba periodic polaritatea tensiunii, deoarece, sub influența cîmpului electric, vaporii de mercur sînt transportați către catod și tubul devine mai întunecos în regiunea anodică. Stabilizarea descărcării se poate realiza folosind o lampă cu incandescență, ceea ce este mai avantajos în comparație cu utilizarea unui rezistor, deoarece o parte din energia consumată se transformă în lumină prin intermediul lămpii cu incandescență.

j. În cazul montajelor cu balast inductiv, factorul de putere fiind redus, este obligatorie compensarea acestuia, ceea ce se realizează cu capacitatea derivație, corespunzător dimensionată C_D, figura 5.16, *a*.

k. Ca toate aparatele cu descărcări în arc electric, lămpile fluorescente emit unde electromagnetice perturbatorii, care se recepționează direct de către aparatele de radio și televiziune sau se transmit prin rețeaua electrică de alimentare. Pentru atenuarea perturbațiilor radiofonice se ecranează lampa, balastul și conductorii folosind în acest scop carcasa metalică a aparatului de iluminat, care de obicei se leagă la pămînt. De asemenea este necesară prezența unei capacități conectată în paralel cu tubul fluorescent și așezată în caseta lămpii starter, care formează o cale galvanică de scurtcircuit pentru oscilațiile perturbatoare produse în timpul funcționării lămpii fluorescente.

l. În figura 5.17 s-a reprezentat costul instalațiilor de iluminat cu lămpi cu incandescență și cu lămpi fluorescente tubulare în funcție de durata de folosire. Cheltuielile inițiale de investiții pentru realizarea iluminatului fluorescent sînt mai mari, în schimb, în timp, la aceste lămpi consumul specific de energie electrică fiind mai mic ele sînt economice.

D. **Lămpi cu vapori de mercur la înaltă presiune.** Prezintă avantajul unei surse electrice de lumină, care concentrează puteri mari, 0,05—1 kW la 220 V, 50 Hz, în gabarite relativ reduse, eficacitatea luminoasă 50—60 lm/W, indexul de redare a culorilor R_a=40—55. Puterea activă consumată de bobina balast este circa 10% din puterea lămpii. Domeniul de utilizare corespunde iluminatului de exterior și în iluminatul interior al halelor industriale, relativ înalte. Luminanța lămpilor este mare, $5 \cdot 10^6$ cd/m^2, ceea ce provoacă un accentuat fenomen de orbire.

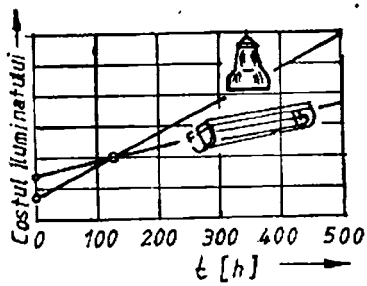


Fig. 3.17. Comparație între sistemul de iluminat cu lămpi cu incandescență și fluorescente tubulare.

E. **Lămpi cu vapori de sodiu la înaltă presiune.** Se construiesc pentru puteri de 0,25—1 kW, eficacitatea luminoasă de 100—120 lm/W le face mult mai economice din punct de vedere energetic decît pe cele în descărcare în vapori de Hg la înaltă presiune. Redarea culorilor este satisfăcătoare, R_a=20—25. Domeniul de utilizare corespunde iluminatului de exterior și în iluminatul interior al halelor înalte.

F. **Lămpi cu halogenuri metalice.** Funcționarea acestor lămpi electrice se bazează pe folosirea emisiei metalelor alcanice și alcalino-pămîntoase (Na, Cs, Tl, In, Li ș.a), care prezintă o emisie importantă în domeniul spectrului vizibil, fiind posibilă ca printr-o combinare corespunzătoare a spectrelor acestora să rezulte lămpi electrice cu diverse compoziții spectrale, fără a fi necesară fotoluminiscența. Conectarea la rețea necesită un dispozitiv de aprindere-igniter. În tubul din sticlă de cuarț al lămpii în care are loc descărcarea în vapori de Hg la înaltă presiune se introduc halogenuri ale metalelor menționate, obținîndu-se pentru fiecare halogenură un ciclu asemănător cu cel de la lămpile cu incandescență cu halogenuri. Lămpile cu ioduri de Na, Tl și In sînt realizate pentru puteri de 0,1—2 kW, eficacitatea luminoasă fiind 60—100 lm/W. La această categorie de lămpi electrice reține atenția gabaritul redus la puteri unitare mari, eficacitatea luminoasă ridicată, redarea bună a culorilor și posibilitățile multiple de utilizare în iluminatul exterior și interior.

5.1.3. APARATE DE ILUMINAT. CARACTERISTICI FOTOMETRICE

A. Aparatele de iluminat pot fi clasificate în funcție de felul lămpilor electrice, distribuția fluxului luminos emis, utilizare, ținînd seamă de unele particularități constructive și de fixare. După unghiul solid în care este emis fluxul luminos, aparatele de iluminat se împart în două categorii, *corpuri de iluminat* și *proiectoare*. Proiectoarele de la vehicule sînt denumite și *faruri*. Corpurile de iluminat emit fluxul luminos într-un unghi solid relativ mare și au o rază de acțiune mică. Proiectoarele emit fluxul luminos într-un unghi solid relativ mic, cu scopul de a se produce intensități luminoase mari [1.2, 1.3, 1.11].

Corpurile de iluminat conțin una sau mai multe lămpi electrice și sînt formate din :

a. *Sistemul optic*, care realizează redistribuirea fluxului luminos emis de lămpi în corelare cu anumite necesități tehnologice și de protecția ochiului în raport cu valorile ridicate ale luminanței lămpilor. Soluția constructivă conține elemente reflectoare, difuzoare și dispersoare.

b. *Elemente electrice* pentru a conecta/deconecta lampa de la rețea (dulii), pentru a asigura aprinderea lămpii (starter, igniter) și stabilizarea regimului de funcționare la lămpile cu descărcări electrice (balast).

c. *Elemente mecanice* pentru fixarea lămpilor și a sistemului optic, protecția și eventual izolarea lămpilor și a sistemului optic în raport cu microclimatul respectiv.

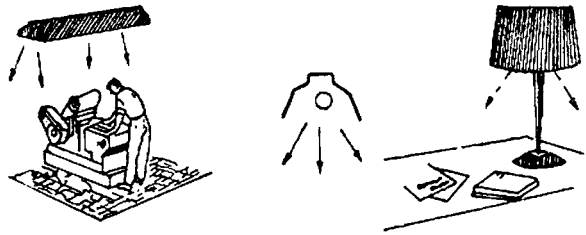
Date privind corpurile de iluminat și proiectoarele sînt prezentate în literatura de specialitate și în cataloage [1.3, 5.5, 5.15, 5.21].

În figura 5.18 se prezintă soluții pentru asigurarea unui iluminat economic, direct la locul de muncă.

B. Principalele caracteristici fotometrice ale aparatelor de iluminat sînt :

a. *Factorul de depreciere al unui aparat de iluminat* este raportul dintre fluxul luminos emis de aparat după un timp T de funcționare $\Phi_{A(T)}$ și fluxul luminos emis de același aparat în condițiile inițiale $\Phi_{A(0)}$ cînd aparatul este curat și neuzat

$$\Delta_A = \frac{\Phi_{A(T)}}{\Phi_{A(0)}} < 1. \qquad (5.10)$$



a) b)

Fig. 5.18. Iluminat la locul de activitate :
a — cu lămpi fluorescente; b — cu lămpi cu incandescență.

Valoarea factorului de depreciere al aparatului de iluminat depinde de construcția aparatului, de calitatea materialelor componente, de modul de utilizare și de întreținere.

b. *Distribuția spațială a fluxului luminos* poate fi cunoscută folosind :

— o curbă fotometrică, pentru aparatele de iluminat cu distribuția simetrică a fluxului luminos ;

— două curbe fotometrice, pentru aparatele de iluminat cu tuburi fluorescente a căror distribuție a fluxului luminos prezintă două plane de simetrie, în general perpendiculare ;

— curbe fotometrice în diverse plane meridiane și curbe izocandele, pentru aparatele de iluminat cu distribuție asimetrică ;

— curbe de distribuție zonală.

Curba fotometrică a unui aparat de iluminat poate diferi fundamental de curba fotometrică a lămpii din interiorul aparatului Deoarece în același aparat de iluminat se pot utiliza lămpi diferite, curba fotometrică a aparatului este dată în Catalogul produsului în situația că lampa are un flux de de 1 000 lm. Dacă aparatul de iluminat utilizează o lampă de Φ_x [lm], valorile indicate de curba fotometrică trebuie corectate (v. relația 5.9).

Clasificarea fotometrică a corpurilor de iluminat se face după distribuția în spațiu a fluxului luminos în funcție de raportul dintre fluxul luminos emis în emisfera inferioară $\Phi \cup$ și fluxul luminos total Φ_0. Odată cu scăderea valorilor raportului $\Phi \cup/\Phi_0 \in (1, 0)$, se disting corpuri de iluminat direct, semidirect, difuz, semiindirect și indirect.

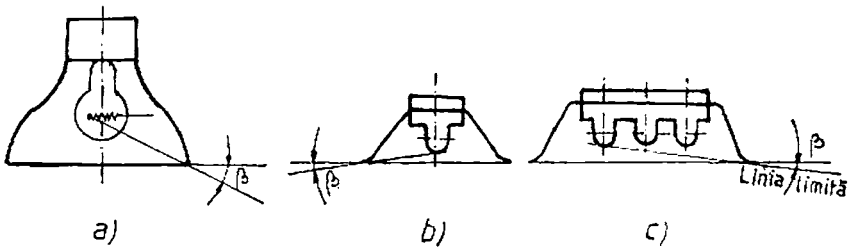


Fig. 5.19. Unghiul de protecție :
a — corp de iluminat pentru lămpi cu incandescență; b, c — lămpi fluorescente.

c. *Factorul de amplificare al unui proiector* este raportul dintre intensitatea luminoasă maximă a proiectorului I_{max} și intensitatea luminoasă medie sferică a lămpii din proiector

$$f_a = \frac{4\pi I_{max}}{\Phi_L} > 1. \tag{5.11}$$

d. *Unghiul de protecție al unui corp de iluminat*, pentru a evita fenomenul de orbire, într-un plan meridian, este unghiul β dintre orizontală și linia limită, reprezentant în figura 5.19.

e. *Randamentul aparatului de iluminat* este raportul dintre fluxul luminos emis de aparat Φ_A și fluxul luminos emis de lampa sau lămpile montate în interiorul aparatului Φ_L

$$\eta_A = \frac{\Phi_A}{\Phi_L} < 1. \tag{5.12}$$

Valoarea randamentului unui aparat pentru iluminat depinde de calitatea materialelor utilizate, de forma constructivă și de poziția centrului luminos. Randamentele corpurilor de iluminat se încadrează în domeniul $\eta_A = 0{,}6 - 0{,}9$.

Expresiile de calcul ale randamentelor unor tipuri de corpuri de iluminat sînt analizate în literatură [1.3, 1.11, 5.5, 5.21].

Îmbunătățirea parametrilor fotometrici ai materialelor care formează sistemul optic al aparatelor de iluminat, precum și optimizarea soluției constructive pentru elementele reflectoare, dispersoare și difuzoare pe care le conține sistemul optic ține seamă de gradul de protecție al ansamblului construcției, dar trebuie să se facă în corelare cu obținerea unei valori cît mai ridicate pentru randamentul aparatului de iluminat.

Materialele utilizate în construcția sistemului optic al aparatului de iluminat trebuie să se caracterizeze prin factor de absorbție $a \to 0$. Este de dorit ca factorii de transmisie t și de reflexie r să aibă valori în corelare cu necesitățile concrete de transmisie, respectiv reflexie ale fluxului luminos pe traseul lampă electrică — aparat de iluminat — plan util de lucru, figura 5.20. Există preocupări și realizări tehnologice pentru crearea de noi materiale reflectante și transmițătoare, rezistente îmbătrînirii forțate, provocată mai ales de microclimatul poluat chimic al unor zone industrializate. În aceste zone intervine degradarea microstructurii geometriei suprafețelor reflectante și transmițătoare care compun sistemul optic al aparatelor de iluminat. Totodată crește factorul de absorbție al materialelor, cu consecințe privind creșterea pierderilor de putere. Pe de altă parte, în exploatare, lipsa unei întrețineri prin care să se asigure în mod sistematic o periodică îngrijire a aparatelor de iluminat accentuează deprecierea acestora.

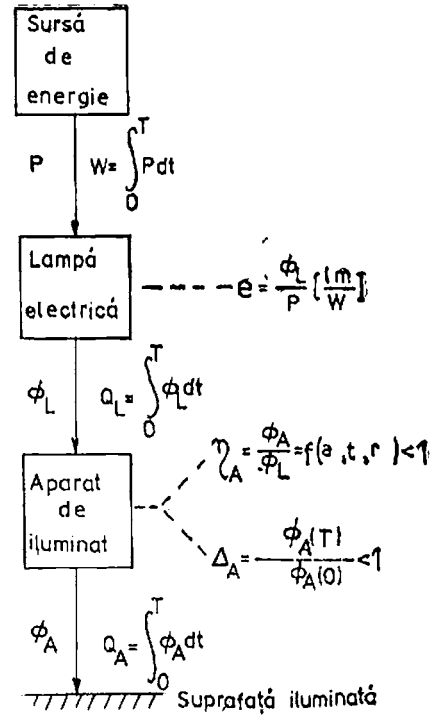


Fig. 5.20. Traseul fluxului de putere și energie de la sursa electrică la suprafața iluminată.

Se consideră că prin analogie cu durata utilă de funcționare, introdusă la lămpile electrice prin norme, se poate vorbi de durata utilă de funcționare a unui aparat de iluminat. Devine necesară reconsiderarea aparatelor de iluminat al căror factor de depreciere scade sub pragul minim admis, fiind obligatorie recondiționarea elementelor degradate ale sistemului optic. Sub aspectul utilizării raționale a energiei electrice, în tehnica iluminatului electric este utilă menținerea unor valori ridicate ale indicatorilor e, η_A și Δ_A.

Sub aspect energetic trebuie avută în vedere deprecirea fotometrică a instalației de iluminat electric, luîndu-se în considerare ansamblul lampă electrică-corp de iluminat, cît și suprafețele pereților care limitează încăperea respectivă, deoarece depunerile de praf și fum din microclimatul de lucru determină în mod progresiv

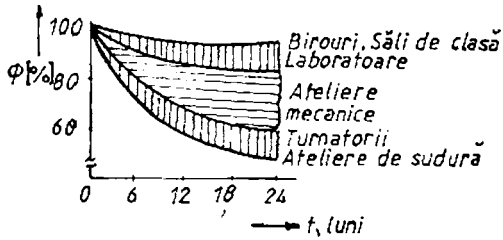


Fig. 5.21. Explicativă pentru deprecierea corpurilor de iluminat.

și o reducere a valorilor factorilor de reflexie a suprafețelor pereților. Din figura 5.21 rezultă, cu caracter de informare, elemente privind deprecierea corpurilor de iluminat în corelare cu depunerile din mediul de lucru respectiv. Curățirea periodică a corpurilor de iluminat, precum și revopsirea pereților încăperilor, la intervale optime de timp, reduc efectele deprecierii.

5.2. PROBLEME TEHNICE ACTUALE ALE INSTALAȚIILOR DE ILUMINAT ELECTRIC

Unei instalații de iluminat electric i se impun să satisfacă cerințe *luminotehnice*, *energetice*, *fiziologice*, de *siguranță* și de *estetică*.

Pentru a mări competitivitatea instalațiilor electrice de iluminat, în contextul utilizării cît mai raționale a energiei și materialelor, s-au conturat mai multe direcții de cercetare științifică în care se acționează, obținîndu-se rezultate practice utile:

A. Îmbunătățirea performanțelor tipurilor de lămpi electrice existente și crearea de noi surse mai competitive [1.3, 5.10, 5.16, 5.17, 5.30, 5.35].

B. Îmbunătățirea performanțelor aparatajului anex. Problema se pune la echipamentul care intervine în structura instalației electrice de iluminat, în corelare cu principiul de funcționare al lămpii electrice și performanțele acesteia (starter, igniter, balast) [5.17, 5.18, 5.35].

C. Sisteme integrate iluminat-încălzire-climatizare. Realizarea unor sisteme integrate iluminat-încălzire-climatizare se pune la nivele de iluminare ridicate, la ordinul 1 000—1 500 lx [5.23, 5.24, 5.31, 5.36]. Energia termică necesară climatizării se obține din căldura degajată de instalațiile de iluminat electric fluorescent. Realizarea sistemelor integrate trebuie să permită, prin soluția

constructivă, preluarea căldurii corpurilor de iluminat, recircularea aerului din încăpere, filtrarea și umezirea aerului, eventualele, completări ale căldurii necesare pentru obținerea unui anumit microclimat termic.

D. Optimizarea soluției constructive și tehnologice a sistemului optic, cît și al aparatelor de iluminat în ansamblu [1.3, 5.5, 5.35]. Această măsură determină îmbunătățirea randamentului aparatului, care este dependent și de factorii de reflexie, transmisie și absobție ai materialelor utilizate în construcția sistemului optic. Pe de altă parte, se reduce consumul specific de materiale, greutatea și gabaritul aparatului. Crearea în producția de serie a unor noi materiale, ca suprafețe reflectante sau transmițătoare, prin aplicarea unor tehnologii moderne pînă la o limită justificată economic, cu mare rezistență la procesul de îmbătrînire și în condițiile de exploatare impuse de un microclimat poluat chimic, dar avînd factor de absorbție cît mai redus, asigură un salt considerabil în introducerea de soluții moderne competitive.

E. Stabilirea soluției tehnico-economice optime la proiectarea instalațiilor de iluminat, sub aspect fotometric cît și al echipamentelor electrice, utilizînd ordinatorul electronic [1.3, 5.5].

F. Măsuri care permit exploatarea eficientă a instalațiilor electrice de iluminat. Energia electrică consumată de către instalația de iluminat este determinată în raport cu un anumit nivel al iluminării stabilit prin Normative de către eficacitatea luminoasă a surselor electrice de lumină folosite, cît și de pierderile de putere activă din elementele de circuit ale instalației electrice. Se recomandă utilizarea lămpilor electrice cu eficacitate mare. Asigurarea unui *regim economic* al instalațiilor electrice de iluminat impune ca structura schemei electrice de alimentare să permită programarea automatizată în funcție de timp sau în funcție de anumite necesități tehnologice, a funcționării sistemului de iluminat electric artificial. Contribuția iluminatului natural trebuie mărită ca pondere [5.5, 5.28]. Este utilă o repartizare judicioasă a corpurilor de iluminat pe circuite și zone de lucru, pentru a asigura și funcționarea parțială, sectorizată, după necesități, a instalației de iluminat. De asemenea, întreținerea corespunzătoare a aparatelor de iluminat, mai ales a celor care sînt amplasate în încăperi cu mult praf și cu microclimat agresiv, determină importante economii.

În instalațiile de iluminat public se folosesc mai multe sisteme de comandă. Această comandă se poate da manual sau automat. Comanda automată poate fi dată prin programare în funcție de timp de către un *ceas de contact*, sau de către un *dispozitiv cu celulă fotoelectrică* în funcție de nivelul de iluminare [5.15].

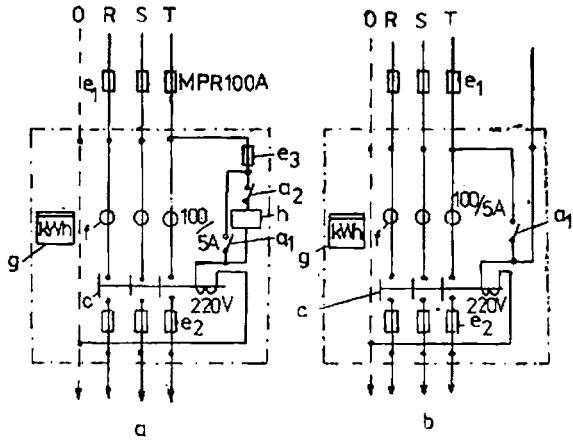


Fig. 5.22. Punct de aprindere automată a iluminatului electric :
a — principal; b — secundar.

Instalaţia care cuprinde aparatajul de conectare, de comandă, de protecţie etc. prin care se realizează închiderea circuitului şi alimentarea reţelei de iluminat public reprezintă un punct de aprindere, care poate fi manual sau automat [1.6, 5.15, 5.20, 5.34]. În fig. 5.22, *a* se prezentă schema unui punct *principal de aprindere automată*. Alimentarea reţelei se face prin contactorul tripolar *c*, tip TCA—100 A, cu bobină de 220 V, care este înseriată cu contactele ceasului *h*. Contactele ceasului se reglează astfel încît la ora stabilită pentru aprinderea iluminatului public să se realizeze alimentarea bobinei contactorului pentru conectarea reţelei de iluminat. După intervalul de timp stabilit şi normat, ceasul întrerupe alimentarea bobinei determinînd declanşarea contactorului şi deci stingerea iluminatului public. Aprinderea iluminatului înainte de ora stabilită pe ceas sau în cazul defectării ceasului se poate face cu ajutorul întreruptorului *a*1, legat în derivaţie cu ceasul *h*. Stingerea iluminatului înainte de ora stabilită pe ceas sau în cazul defectării acestuia se poate face cu întreruptorul *a*2, conectat în serie cu ceasul. Măsurarea energiei active se face cu contorul *g* şi transformatoarele de curent *f*. Protecţia reţelei de iluminat este realizată de siguranţele *e*2, iar a ceasului de contact prin siguranţa *e*3.

De la un punct principal de aprindere automată se poate transmite comanda de aprindere sau stingere şi altor puncte de aprindere, în a căror echipare nu intră ceasul de contact. Aceste

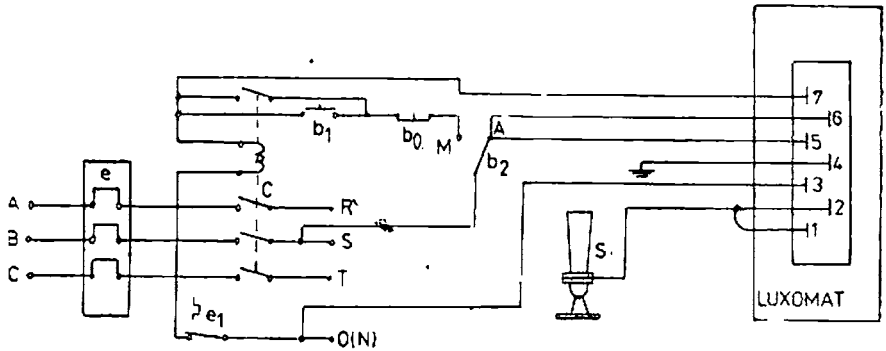


Fig. 5.23. Dispozitiv de comandă a iluminatului tip LUXOMAT.

puncte de comandă automată se numesc *puncte secundare*, figura 5.22, *b*. Alimentarea bobinei contactorului *c* este realizată tot la 220 V, folosind o fază a rețelei de iluminat comandată dintr-un punct principal de aprindere automată sau un fir suplimentar de impulsuri. Întreruptorul *a*1 permite comanda manuală.

În locul ceasului de contact, în punctele de aprindere principale se poate monta un dispozitiv tranzistorizat de comandă automată a iluminatului, de exemplu de tip „Luxomat" — Oradea, care permite conectarea și deconectarea iluminatului electric artificial, în funcție de nivelul iluminării naturale figura 5.23. În momentul în care nivelul iluminării naturale scade sub o anumită valoare prestabilită, sesizată de o fotorezistență de mare sensibilitate *S*, se comandă, printr-un releu intermediar de tip RI—8, închiderea contactorului pentru conectarea rețelei iluminatului. În mod analog este comandată stingerea iluminatului. Acționarea manuală a echipamentului se face utilizînd butoanele *b*1 (cuplare) și *b*0 (decuplare), cheia de comandă *b*2 fiind pe poziția *M*. Sensibilitatea dispozitivului poate fi reglată în mod continuu în limitele 1 la 20 lx. Cuplarea și decuplarea se realizează cu o temporizare în jur de 5 s, ceea ce permite evitarea unor intervenții nedorite datorită unor iluminări accidentale de scurtă durată (faruri auto, descărcări atmosferice etc.). Funcționarea automatizată corespunde la așezarea cheii de comandă *b*2 pe poziția *A*.

În literatura de specialitate sînt prezentate echipamente cu circuite integrate TEK-U102P, care asigură conectarea și deconectarea automată, în funcție de nivelul de iluminare a instalațiilor electrice de iluminat [5.20, 5.34, 5.39], figura 5.24. Fotocelula, amplificatorul, comutatorul de nivel și etajele finale sînt incluse într-un singur bloc.

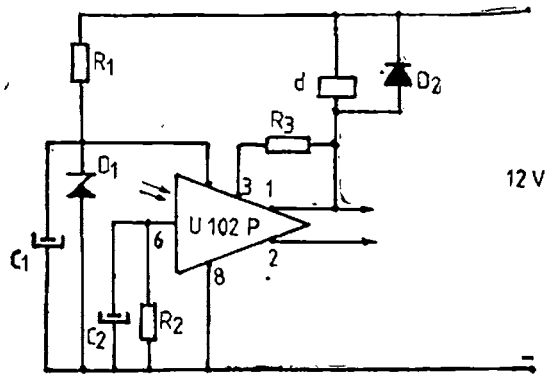


Fig. 5.24. Schema bloc a unui echipament de comandă a iluminatului cu circuit integrat.

G. Utilizarea frecvenței înalte la alimentarea lămpilor fluorescente cu descărcare în vapori de mercur la joasă presiune [5.4, 5.9, 5.22, 5.25, 5.33, 5.35, 5.38].

H. Variatoare electronice de iluminare [5.2, 5.3, 5.6, 5.7, 5.8, 5.13, 5.20, 5.25, 5.26, 5.27, 5.29, 5.32, 5.37, 5.38, 5.39, 5.40].

5.2.1. UTILIZAREA FRECVENȚEI ÎNALTE LA ALIMENTAREA LĂMPILOR FLUORESCENTE

În acest caz, fenomenele de descărcare din lampă devin practic cvasistaționare datorită inerției termice a coloanei de plasmă din lampă, care nu mai poate urmări variațiile rapide ale tensiunii de alimentare. Avantajele tehnico-economice ale acestei soluții sînt: pîlpîire redusă a fluxului luminos emis și deci lipsa efectului stroboscopic, eficacitatea luminoasă mărită, tensiune de aprindere mai scăzută, aprinderea ușor realizabilă, fără starter, în montaje rezonante, reducerea dimensiunilor balastului, mărirea duratei utile de funcționare a lămpii. Pentru informare se menționează că, de exemplu, la frecvența $f=3$ kHz greutatea balastului inductiv reprezintă 50% din greutatea balastului folosit în montaj la $f=50$ Hz. Totodată trebuie avută în vedere o calitate superioară a tolei de oțel pentru miezul feromagnetic. La balastul capacitiv, condensatorul folosit se reduce de asemenea cu creșterea frecvenței. De exemplu, dacă la $f=50$ Hz capacitatea condensatorului balast este 10μF, la $f=1$ kHz capacitatea necesară este 1 μF.

5.2.1.1. INFLUENȚA FRECVENȚEI RIDICATE A TENSIUNII DE ALIMENTARE ASUPRA UNOR PERFORMANȚE ALE LAMPILOR FLUORESCENTE

a. Creșterea eficacității luminoase este consecința reducerii pierderilor de putere, care au loc în procesul radiației, în principal, la nivelul lămpii, în coloana pozitivă a lămpii, precum și în echipamentele auxiliare. În figura 5.25 se prezintă variația eficacității luminoase, exprimată în unități relative, față de valoarea nominală, considerată la $f=50$ Hz, pentru două tuburi fluorescente având puterile de 20 W și respectiv 40 W.

b. Caracteristica dinamică, tensiune—curent, a lămpii fluorescente are forma unei bucle de histerezis, în corelare cu proprietățile plasmei din lampă, considerată ca fiind un rezistor neliniar având rezistența electrică dependentă de modificarea stării de ionizare a vaporilor de mercur din interiorul lămpii, figura 5.26. Din analiza caracteristicilor dinamice $u_l(i_l)$ rezultă că, *indiferent de tipul de balast folosit, suprafața închisă de curba ciclului histerezis se reduce o dată cu creșterea frecvenței tensiunii de alimentare*, ceea ce indică o scădere a pierderilor de putere din lampă. Ca urmare, coloana pozitivă corespunzătoare descărcării electrice din lampă se mărește prin scăderea celorlalte spații (spațiul întunecat Aston, lumina catodică, spațiul întunecat Crookes, lumina negativă, spațiul întunecat Faraday) și deci se justifică creșterea eficacității luminoase a lămpii, figura 5.25.

c. Tensiunea de aprindere a lămpii scade cu creșterea frecvenței.

d. Diametrul tubului lămpii, precum și natura amestecului de gaze din lampă influențează eficacitatea luminoasă, tensiunea de aprindere și alte caracteristici.

e. Influența tipului de balast asupra eficacității luminoase a lămpii fluorescente, în corelare cu frecvența tensiunii de alimentare, indică o

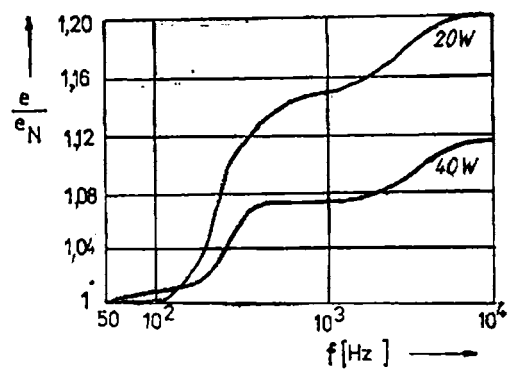


Fig. 5.25. Variația eficacității luminoase cu frecvența tensiunii de alimentare.

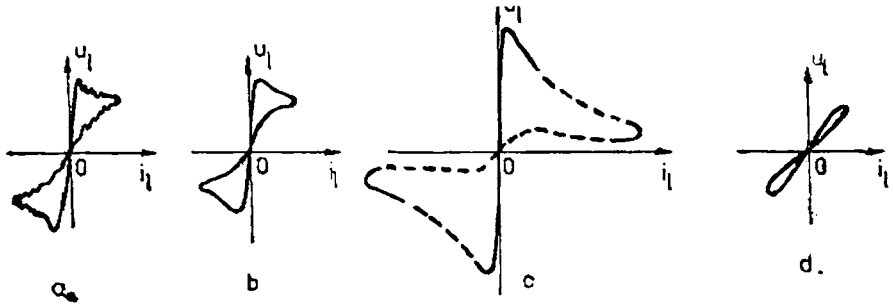


Fig. 5.26. Caracteristici dinamice tensiune-curent la lămpi fluorescente: a — $f=50$ Hz și balast inductiv; b — $f=50$ Hz și balast rezistiv; c — $f=50$ Hz și balast capacitiv; d — $f=5\,000$ Hz și balast inductiv.

diferență mai accentuată a eficacității luminoase în banda de valori ale frecvenței de 50—300 Hz, figura 5.27.

f. Durata de funcționare a tuburilor fluorescente, precum și păstrarea în timp a unei valori cît mai constante a fluxului luminos emis sînt influențate de creșterea frecvenței tensiunii de alimentare, în sensul unor performanțe îmbunătățite.

g. De fapt, în exploatarea instalațiilor electrice de iluminat intervin simultan condiții mai complexe, existînd *o corelare între frecvența tensiunii de alimentare, temperatura peretelui exterior al tubului fluorescent și tipul de balast folosit.* Studiul influenței temperaturii mediului ambiant asupra eficacității luminoase, la frecvențe diferite ale tensiunii de alimentare și pentru cele 3 tipuri de balaste (inductiv, rezistiv, capacitiv), indică zone de optim. Indiferent de tipul de balast utilizat, la temperaturi de peste 50 °C influența frecvenței este mai redusă, fiind practic neglijabilă pentru frecvențe de peste 3 kHz.

5.2.1.2. ELEMENTE DE CALCUL ALE SCHEMELOR ELECTRICE LA APRINDEREA LĂMPILOR FLUORESCENTE CU FRECVENȚĂ ÎNALTĂ

Schemele electrice ale tuburilor fluorescente *TF* care funcționează în regim de înaltă frecvență, pînă la 20 kHz, sînt în principal scheme de rezonanță. În schemele de aprindere cu rezonanță se află o reactanță montată în serie cu lampa și alta în paralel, figura 5.28.

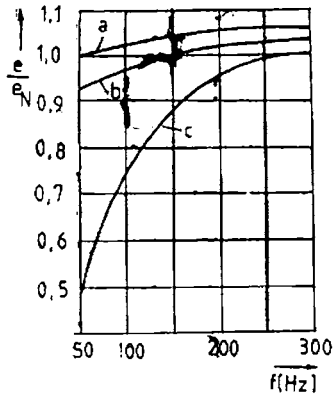


Fig. 5.27. Variația eficacității luminoase cu frecvența tensiunii de alimentare și tipul de balast:
a — inductiv; b — rezistiv; c — capacitiv.

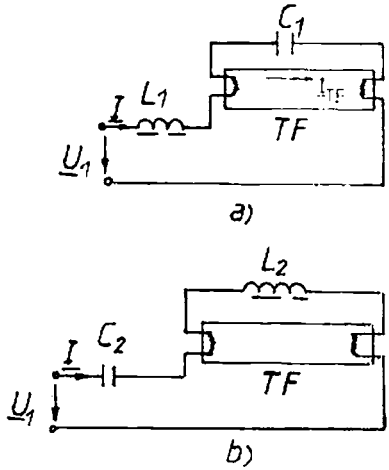


Fig. 5.28. Scheme electrice de alimentare cu înaltă frecvență a lămpilor fluorescente în montaje cu:
a — inductivitate balast; b — capacitate balast.

Determinarea parametrilor electrici ai elementelor schemei trebuie astfel făcută încît să fie asigurate tensiunea și curentul corespunzătoare regimului de aprindere al lămpii, iar în continuare mărimile necesare regimului normal de funcționare al lămpii.

Se consideră schemele din figura 5.28, *a*, *b*, în care intervin parametrii X_L, r_L (reactanța și rezistența bobinei L_1 sau L_2), X_c reactanța condensatorului C_1 sau C_2), r_e (rezistența electrozilor lămpii în perioada anterioară aprinderii). Pentru etapa în care curentul prin lampa TF este nul, $I_{TF}=0$, aceasta nefiind încă aprinsă se scrie

$$\underline{U}_1=\underline{I}\,[r_L+r_e+j\,(X_L-X_C)], \tag{5.13}$$

unde U_1 este tensiunea rețelei de alimentare. Din relația (5.13) se obține

$$(X_L-X_C)^2=\left(\frac{U_1}{I}\right)^2-(r_L+r_e)^2, \tag{5.14}$$

sau

$$X_L-X_C=\pm\sqrt{\left(\frac{U_1}{I}\right)^2-(r_L+r_e)^2}. \tag{5.15}$$

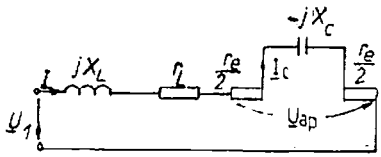


Fig. 5.29. Schema electrică echivalentă.

Semnul (+) în relația (5.15) indică că $X_L > X_C$, adică reactanța bobinei balast de inductivitate L_1 este predominantă și imprimă un caracter inductiv întregului montaj. Semnul (—) corespunde cazului în care $X_C > X_L$, adică reactanța capacității C_1, care este elementul în paralel cu lampa, este predominantă, întregul circuit are un caracter capacitiv. *Întotdeauna, elementul serie are un rol și de balast, indiferent dacă este o reactanță capacitivă sau inductivă.* Din ecuația (5.15) se obține forma generală de exprimare, în corelare cu montajele din figura 5.28, *a*, *b* și figura 5.29

$$X_s = X_p \pm \sqrt{\left(\frac{U_1}{I}\right)^2 - (r_L + r_e)^2}, \tag{5.16}$$

în care s-a notat cu X_s, X_p reactanța elementului serie, respectiv reactanța în paralel cu lampa fluorescentă. Schema echivalentă a *regimului de aprindere* a lămpii este prezentată în fig. 5.29.

Între tensiunea de aprindere U_{ap} (care este o funcție de frecvența tensiunii de alimentare, temperatura mediului ambiant și indirect de temperatura peretelui tubului, tipul de balast folosit și de curentul de încălzire a electrozilor) și curentul I se pot scrie relațiile

$$U_{ap} = I\sqrt{r_e^2 + X_C^2}, \tag{5.17}$$

și, respectiv, pentru figura 5.28, *b*

$$U_{ap} = I\sqrt{(r_L + r_e)^2 + X_L^2}. \tag{5.18}$$

Din relațiile (5.15) și (5.17) se obține

$$X_L - X_C = \pm\sqrt{\left(\frac{U_1}{U_{ap}}\right)^2 (r_e^2 + X_C^2) - (r_L + r_e)^2}, \tag{5.19}$$

pe de altă parte folosind relațiile (5.15) și (5.18) rezultă

$$X_L - X_C = \pm\sqrt{\left(\frac{U_1}{U_{ap}}\right)^2 [(r_L + r_e)^2 + X_L^2] - (r_L + r_e)^2}. \tag{5.20}$$

Dacă se neglijează pierderile de putere din rezistența bobinei r_L și se ține seamă de relația (5.16), pentru relațiile (5.19) și (5.20) se obține expresia

$$X_s - X_p = \pm \sqrt{\left|\frac{U_1}{U_{ap}}\right|^2 (r_e^2 + X_p^2) - r_e^2}, \tag{5.21}$$

sau

$$X_s = X_p \left[1 \pm \frac{1}{U_{ap}} \sqrt{U_1^2 - \left|\frac{r_e}{X_p}\right|^2 (U_{ap}^2 - U_1^2)}\right]. \tag{5.22}$$

Între tensiunile U_1 și U_{ap} există raportul $U_{ap} > U_1$. Din relația (5.22) rezultă soluții reale numai dacă este îndeplinită condiția

$$X_p \geq r_e \sqrt{\left|\frac{U_{ap}}{U_1}\right|^2 - 1}. \tag{5.23}$$

Rezonanța tensiunilor, în regimul de aprindere, corespunde cazului $X_s = X_p$ și este condiționată de satisfacerea relației

$$X_p = r_e \sqrt{\left|\frac{U_{ap}}{U_1}\right|^2 - 1}. \tag{5.24}$$

După amorsarea tubului fluorescent, reactanța în paralel cu tubul X_p este șuntată, se stabilește în montaj curentul nominal determinat de parametrii balastului X_s (r_L, X_L sau X_C) și ai tubului fluorescent în care s-a format coloana de plasmă.

5.2.1.3. SURSE DE ÎNALTĂ FRECVENȚĂ PENTRU ALIMENTAREA TUBURILOR FLUORESCENTE

Problema surselor de înaltă frecvență de la care să se alimenteze tuburile fluorescente poate fi soluționată în diverse variante, utilizîndu-se tehnica mutatoarelor. Problema optimizării tehnico-economice a soluției pentru convertoarele statice de frecvență utilizate în tehnica iluminatului electric este complexă și permite îmbunătățiri. Este posibilă *alimentarea individuală* a lămpilor fluorescente ; în acest caz se realizează invertoare statice cu tranzistoare (la iluminatul trenurilor, autovehiculelor, navelor dotate și cu baterii de acumulatoare ca surse de curent continuu), sau *alimentarea colectivă* a unui grup de lămpi fluorescente, caz în care

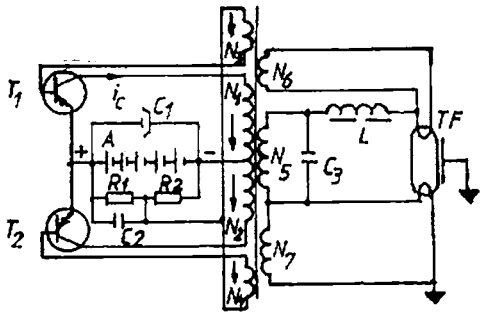


Fig. 5.30. Invertor de frecvență cu două tranzistoare tip *p-n-p*.

convertoarele statice sînt cu tiristoare rapide al căror timp de blocare trebuie să fie sub 25 μs.

În figura 5.30 se prezintă schema unui invertor cu două tranzistoare tip $p-n-p$, notate cu T_1 și T_2. Tranzistoarele funcționează în contratimp, comutînd succesiv sursa de tensiune la bornele celor două bobine ale înfășurării primare N_1, N_2. La bornele bateriei de acumulatoare A se află un divizor de tensiune R_1-R_2, care împreună cu înfășurările N_3 și N_4, de polaritate opusă, permite negativarea succesivă a bazelor celor două tranzistoare. Polul negativ al bateriei A este legat cu punctul mediu al transformatorului N_1, N_2, N_5.

Dacă, de exemplu, conduce tranzistorul T_1, curentul din colector i_c crește, rezultă o variație a fluxului magnetic în miezul transformatorului, care induce tensiuni electromotoare și în înfășurările N_3, N_4. În faza de creștere a curentului din colector, joncțiunea bază – emitor a lui T_1 este polarizată în sens direct, în timp ce joncțiunea bază – emitor a lui T_2 este polarizată invers. Curentul din colector crește rapid și atinge valoarea maximă de saturație. Cînd derivata $di_c/dt=0$, tensiunile induse în înfășurările transformatorului se anulează. În continuare, curentul de bază și cel de colector descresc. Sensul tensiunilor electromotoare induse în înfășurările transformatorului se inversează, inversîndu-se și polarizarea joncțiunilor bază—emitor a celor două tranzistoare. Tranzistorul T_2 devine conductor, iar tranzistorul T_1 se blochează, deoarece baza tranzistorului T_2 este negativă, iar cea a tranzistorului T_1 este pozitivă. Apoi, fenomenele se desfășoară analog cu cele prezentate anterior.

Pentru preîncălzirea filamentelor tubului fluorescent TF se folosesc înfășurările N_6 și N_7. Bobina de inductivitate L servește la stabilizarea funcționării tubului. În vederea măririi randamentului se caută a se reduce pierderile din tranzistoare în perioada de comutație a acestora. În acest scop intervine capacitatea C_2. Capacitatea C_3 acordă circuitul secundar la frecvența dorită. Condensatorul electrolitic C_1 are rolul de a evita întoarcerea înaltei frecvențe în

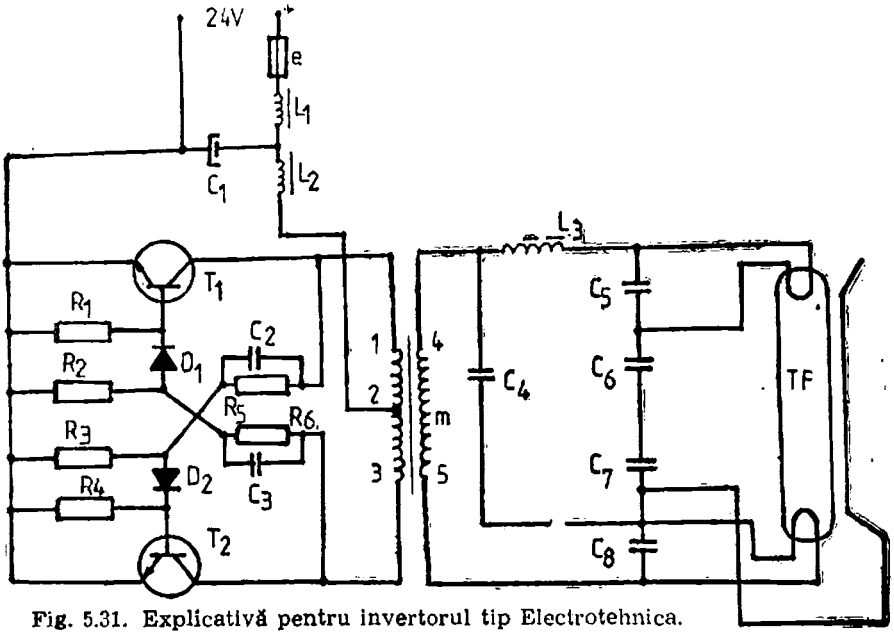


Fig. 5.31. Explicativă pentru invertorul tip Electrotehnica.

sursa de alimentare. Trebuie specificat că aceste invertoare au gabarit redus și pot fi instalate chiar în corpul de iluminat.

Invertoarele cu tranzistoare de putere se construiesc pentru puteri de pînă la 200 W. Pentru puteri mai mari, în locul tranzistoarelor se folosesc tiristoare.

În figura 5.32 se prezintă schema unui invertor de 5 kHz, pentru un tub fluorescent de 40 W, alimentat de la o baterie de 24 V. Schema realizează aprinderea lămpii în montaj fără starter. Capacitatea C_1 este a condensatorului de deparazitare. Dioda D_1 asigură protejarea tranzistoarelor în cazul schimbării polarității tensiunii de alimentare. În figura 5.31 se prezintă schema invertorului de frecvență produs la Electrotehnica — București.

Schema de principiu a unui invertor cu tiristoare de tip paralel (Wagner) se prezintă în figura 5.33. Impulsurile pentru comanda tiristoarelor T_1 și T_2 au frecvența egală cu cea care trebuie obținută la ieșirea din invertor și sînt defazate între ele cu 180°. Dacă, la un moment conduce tiristorul T_1, va exista o circulație de curent printr-o jumătate a înfășurării primare a transformatorului cu priză mediană, iar condensatorul C_1 se încarcă cu polaritatea din figură. După o jumătate de perioadă se comandă deschiderea tiristorului

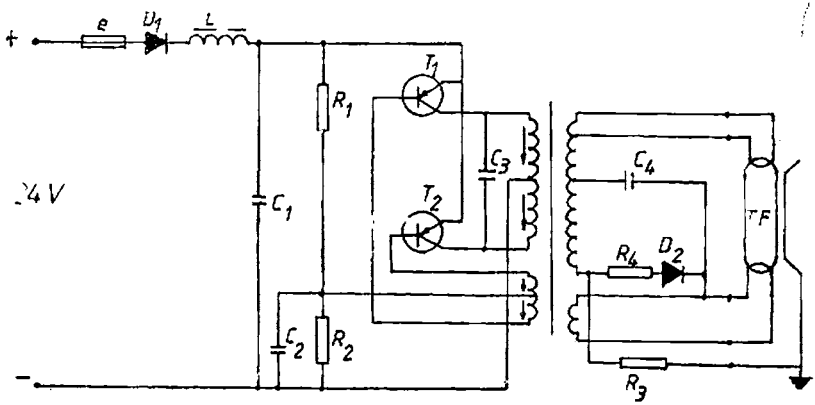


Fig. 5.32. Explicativă pentru un tip de tranzistoare.

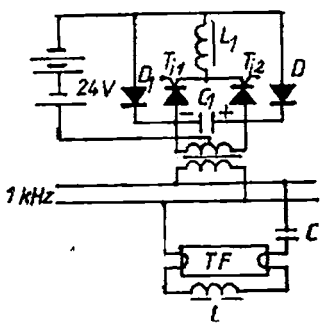


Fig. 5.33. Invertor de frecvență cu tiristoare.

T_{i2}, iar tensiunea condensatorului C_1 se aplică pe tiristorul T_{i1} în sens invers și îl blochează. Curentul de la bateria de acumulatoare va circula prin a doua jumătate a înfășurării primare a transformatorului, iar condensatorul C_1 se va încărca cu polaritatea opusă, pregătindu-se condiții pentru comutația viitoare. Bobina de inductivitate L_1 servește la limitarea curentului absorbit de la baterie, intervenind în perioada comutației dintre cele două tiristoare. Pentru ca invertorul să poată funcționa pe sarcină reactivă s-au introdus diodele de recuperare D_1, D_2. Tubul fluorescent *TF* are un balast capacitiv C, iar aprinderea se datorează supratensiunii de pe bobina de inductivitate L, care formează cu C un circuit rezonant serie.

5.2.2. VARIATOARE DE FLUX LUMINOS

Exigența publicului față de calitatea spectacolelor (teatru, operă), precum și problemele legate de televizarea acestora au obligat tehnicienii ca să perfecționeze aparatajul destinat dozării luminii

artificiale pentru a se crea efectele necesare. În cazul tunelurilor rutiere este necesar a se realiza o trecere progresivă de la iluminatul artificial la lumina zilei. Totodată, există și alte numeroase aplicații specifice unor beneficiari casnici, industriali sau din sectorul social-cultural.

Evoluția în timp a schemelor cu ajutorul cărora se poate modifica fluxul luminos al lămpilor electrice cu incandescență corespunde utilizării rezistoarelor reglabile, autotransformatoarelor, amplificatoarelor magnetice, tiratroanelor și a tiristoarelor.

Utilizarea rezistoarelor reglabile este neeconomică, datorită energiei disipate în aceste elemente. Reactanțele reglabile și amplificatoarele magnetice reduc în mod apreciabil factorul de putere al instalației electrice. Autotransformatoarele sînt elemente voluminoase, iar la puteri mari necesită servomotoare pentru reglarea automatizată.

Tehnica tranzistoarelor și a tiristoarelor a permis obținerea unei continue variații a fluxului luminos, avantajul unui randament superior și reducerea gabaritului instalației. În prezent, aceste scheme sînt automatizate pe bază de programe, iar funcționarea lor în diferite faze se realizează folosind telecomanda.

În concordanță cu natura proceselor fizice care stau la baza funcționării lămpilor cu incandescență (becuri *B*) și a celor fluorescente cu descărcare în vapori de mercur la joasă presiune (*TF*) există, principial, două categorii distincte de variatoare, care permit reglarea continuă și economică din punct de vedere energetic a fluxului luminos emis de aceste lămpi electrice. Este deosebit de semnificativ că variatoarele pentru lămpile cu incandescență au o structură mult mai simplă decît cele destinate tuburilor fluorescente. În ultimul timp s-au introdus în fabricație mai multe tipuri de variatoare. Utilizarea variatoarelor în sisteme reglabile de iluminat asigură o folosire rațională a energiei electrice în corelare cu satisfacerea unor anumite cerințe luminotehnice. Optimizarea variatoarelor are în vedere și minimizarea gabaritului acestora, pentru a ușura introducerea lor convenabilă în structura diverselor instalații electrice de iluminat.

5.2.2.1. VARIATOARE DE FLUX LUMINOS PENTRU LĂMPI CU INCANDESCENȚĂ

Analiza acestor variatoare scoate în evidență existența unor diverse soluții, favorabile funcțional și cu o structură a schemei relativ simplă. În ultimii ani s-au realizat, cu bune rezultate, varia-

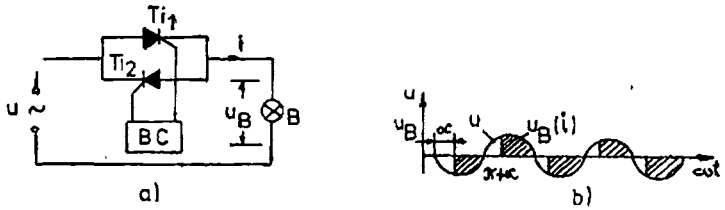


Fig. 5.34 Variator cu două tiristoare în montaj antiparalel: a — schema de montaj; b — oscilograma tensiunilor.

toare reglabile cu senzori, a căror structură este mai complexă [5.20, 5.39].

A. Scheme de variatoare cu tiristoare

Schema uzuală, de principiu, a acestor variatoare conține două tiristoare în montaj antiparalel, sau un triac, figura 5.34, *a*, programate a fi în conducție de la blocul de comandă, *BC*. În figura 5.34, *b* se prezintă oscilograma tensiunii sursei u, a tensiunii de la bornele becului u_B sau la o altă scară a curentului i. Cu α și $\pi+\alpha$ s-au notat momentele în care tiristoarele T_{t1} și respectiv T_{t2} devin conductoare. Lampa B este parcursă de un curent $i(t)$ format din tronsoane de sinusoidă.

Valoarea medie a tensiunii de la bornele lămpii este

$$U_{medB} = \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} u_{max}\cdot\sin\omega t\cdot \mathrm{d}(\omega t) = \frac{u_{max}}{\pi}(1+\cos\alpha), \qquad (5.25)$$

iar pentru valoarea efectivă se scrie

$$U_B = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} u_{max}^2\cdot\sin^2\omega t\cdot \mathrm{d}(\omega t)} = \frac{u_{max}}{\sqrt{2\pi}}\sqrt{\pi-\alpha+\frac{1}{2}\sin 2\alpha}. \qquad (5.26)$$

Se constată că pentru $\alpha=\pi$, $U_{medB}=0$ și $U_B=0$, adică lampa este stinsă nefiind parcursă de curent, deoarece tiristoarele sînt blocate în întreaga semiperioadă. Este util ca la conectarea acestui tip de montaj la rețea, variatorul, sub aspectul conducției tiristoarelor, să se afle în starea $\alpha=\pi$. Din relațiile (5.25 și 5.26) se verifică că la $\alpha=0$, $U_{medB}=\frac{2}{\pi}u_{max}$ și $U_B=u_{max}/\sqrt{2}$, valori care corespund unor mărimi cunoscute. Modificînd unghiul de comandă a tiristoarelor în domeniul $\alpha\in(\pi, 0)$ se obține o modificare progresivă și continuă a tensiunii, respectiv a curentului prin lampă și în corelare cu

aceasta creşterea gradului de incandescenţă al filamentului lămpii şi deci şi a fluxului luminos radiat.

Din punct de vedere energetic se face observaţia, nefavorabilă, că utilizarea variatoarelor, în soluţia cu elemente semiconductoare, determină deformarea undei de curent şi deci introduce regimul deformant în reţeaua de alimentare. Variatoarele sînt echipate cu filtre de deparazitare corespunzător dimensionate. La funcţionarea simultană a unui număr relativ ridicat de variatoare poate interveni un anumit nivel de compensare globală, în cazul probabil al funcţionării acestora cu diverse valori ale unghiurilor de reglaj α.

La schema variatorului din figura 5.35, circuitul de comandă al tiristorului T_i constă dintr-o pereche de tranzistoare complementare T_1, T_2. Reglînd valoarea rezistorului R_6 se schimbă timpul de încărcare al condensatorului C_1 şi astfel se modifică momentele de intrare în conducţie ale tiristorului raportate la trecerea prin zero a tensiunii reţelei.

În figura 5.36 este prezentată o schemă electrică cu două tiristoare în antiparalel la care comanda tiristoarelor T_{i2} şi T_{i1} este făcută prin intermediul componentelor R_3, C_3, C_1, respectiv R_4, C_4, C_2 şi R, care se comportă în mod succesiv ca nişte linii de întîrziere făcînd posibil reglajul tensiunii în mod continuu. Semnalul electric de comandă al tiristoarelor parcurge aceste linii, fiind atenuat şi defazat faţă de tensiunea de alimentare. Reglarea unghiului de comandă se face prin intermediul potenţiometrului de rezistenţă R. Prin alegerea corespunzătoare a semireglabilelor R_5 şi R_6 se poate ajusta domeniul de reglare al unghiului de comandă α. *Reţine atenţia simplitatea buclei de comandă* a celor două tiristoare. Monta-

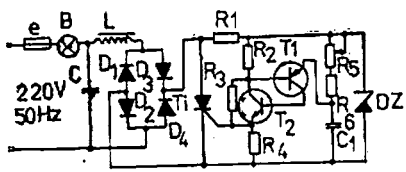


Fig. 5.35. Variator cu un tiristor.

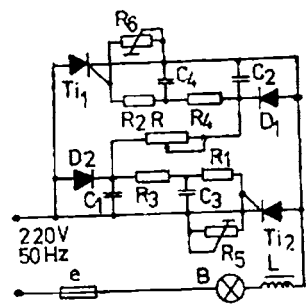


Fig. 5.36. Schema unui variator cu două tiristoare în antiparalel şi comandă electrică.

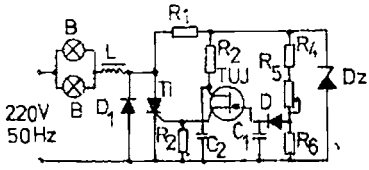


Fig. 5.37. Schema unui variator cu un tiristor.

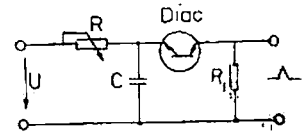


Fig. 5.38. Generator de impulsuri cu diac.

jul este eficient sub aspect tehnico-economic pentru sarcini pînă la 600 W. Utilizarea unui triac permite să se accentueze minimizarea gabaritului variatorului, ușor de intercalat tehnologic și constructiv în structura diverselor instalații electrice de alimentare.

În figura 5.37 se prezintă o schemă de reglare a fluxului luminos modificînd unghiul de comandă α al tiristorului T_i pe timpul alternanței pozitive; pe timpul alternanței negative, circuitul se închide prin dioda D_i și sarcină. Dacă prin lămpile incandescente trece doar jumătate din putere, efectul luminos scade la aproximativ 30% din valoarea maximă.

B. Scheme de variatoare cu triac

Pentru comanda triacului se folosește elementul semiconductor numit diac. Schema de principiu a unui generator de impulsuri cu diac este prezentată în figura 5.38. Dacă prin metode corespunzătoare se întîrzie impulsul de comandă, figura 5.39, valoarea efectivă a puterii absorbite de sarcină scade cu creșterea unghiului α și astfel scade și nivelul de iluminare al sursei luminoase. De asemenea, datorită defazării curentului, în urmă față de tensiune, are loc o micșorare a factorului de putere.

În figura 5.40 este prezentată o schemă folosită pentru variatorul de iluminare, care are ca element de comandă al triacului T_r

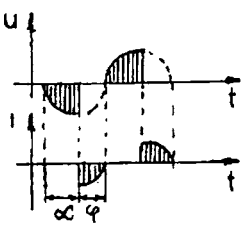


Fig. 5.39. Explicativă pentru impulsul de comandă.

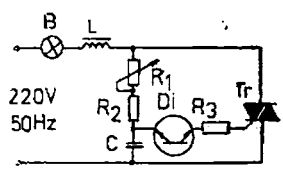


Fig. 5.40. Variator cu triac.

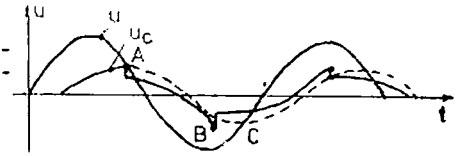


Fig. 5.41. Explicativă pentru funcționarea variatorului din figura 5.40.

un generator de impulsuri cu diac D_1. Condensatorul C se încarcă prin rezistența variabilă R_1. Dacă tensiunea pe condensatorul C atinge valoarea tensiunii de deblocare a diacului, datorită caracteristicii negative curent-tensiune a diacului, o parte a energiei stocate în condensatorul C va fi transferată în impuls către electrodul de comandă al triacului T_r care intră în conducție. În figura 5.41 sînt prezentate diagramele tensiunilor într-un ciclu la schema prezentată. Dacă se micșorează rezistența de încărcare, începînd de la valoarea maximă, atunci prima intrare în conducție a triacului are loc la intersecția curbelor $u=f(t)$ și $u_c=f(t)$. În acest moment, tensiunea pe condensator scade brusc și ca urmare condensatorul se încarcă pentru semiperioada următoare la o tensiune mai scăzută, acest lucru avînd ca efect o intrare în conducție a triacului în următoarea semiperioadă mai devreme. Acest fenomen poartă denumirea de histereză și are ca urmare o limitare a posibilităților de reglare fină a fluxului luminos.

O micșorare substanțială a histerezei se poate realiza prin introducerea în schemă a rezistenței R_4 și condensatorului C_2, figura 5.42, *a*.

Condensatorul C_2, după intrarea în conducție a triacului, cedează o parte din energia sa condensatorului C_1, cedare care este condiționată de constanta de timp a circuitului R_4, C_2. În figura 5.42,*b* este prezentat ciclul corespunzător de încărcare. Rezistorul fix R_1 este utilizat pentru a asigura o intrare în conducție a triacului chiar și la unghiuri de intersecție a fazelor de valoare mică.

În figura 5.43 se prezintă o variantă îmbunătățită a schemei din figura 5.42, *a*. Datorită toleranțelor componentelor din schemă, se poate întîmpla ca punctul de intrare în conducție al triacului să se afle la 40% din domeniul total de reglare și, în consecință, mai rămîn doar 60% din reglarea propriu-zisă. Prin alegerea corectă a valorii rezistorului R_6 poate să fie un trimer semireglabil, se poate aduce punctul de conectare la începutul domeniului de reglare, avînd astfel posibilitatea de a realiza o reglare mai fină pe tot cuprinsul domeniului potențiometrului R_1.

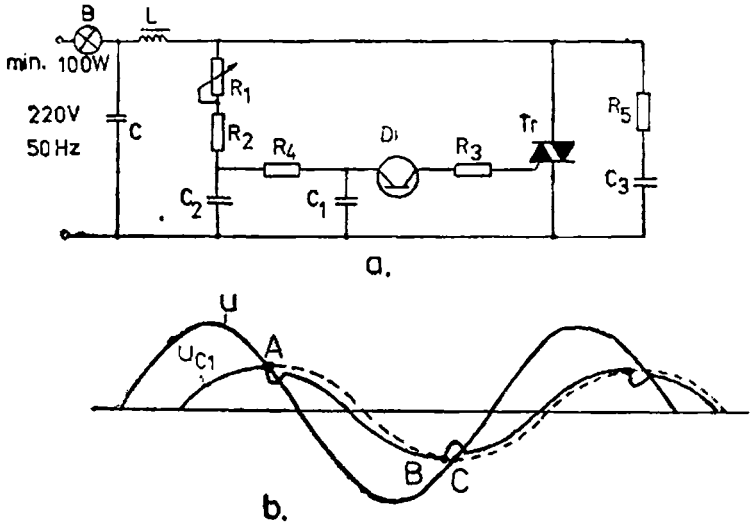


Fig. 5.42. Variator cu triac :
a — schema electrică ; b — oscilograma tensiunilor.

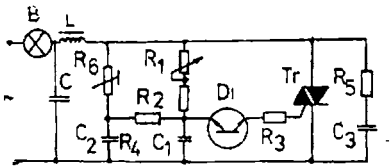


Fig. 5.43. Variator cu triac.

Un variator la care efectul de histereză este foarte mult redus este prezentat în figura 5.44. În timpul alternanței pozitive a tensiunii de alimentare dioda D_4 este polarizată în sens direct, iar condensatorul C_1 se încarcă prin rezistorul R_1 și potențiometrul R. La atingerea tensiunii de basculare a diacului, condensatorul C_1 se descarcă prin diac, rezistorul R_2 și poarta triacului, furnizînd un impuls pozitiv pentru deschiderea triacului. Descărcarea condensatorului se oprește prin autoblocarea diacului cînd tensiunea scade sub valoarea de prag, condensatorul rămînînd încărcat la o tensiune de aproximativ (20—25) V. În momentul anulării curentului din circuitul de forță, triacul se blochează. Alternanța negativă polarizează în sens direct dioda D_1. Tensiunea rămasă pe condensatorul C_1 deschide dioda D_2 și astfel condensatorul C_1 se descarcă prin diodele D_2 și D_1. După descărcare, dioda D_2 se blochează în timp ce diodele D_3 și D_4 sînt blocate de alternanța negativă a tensiunii

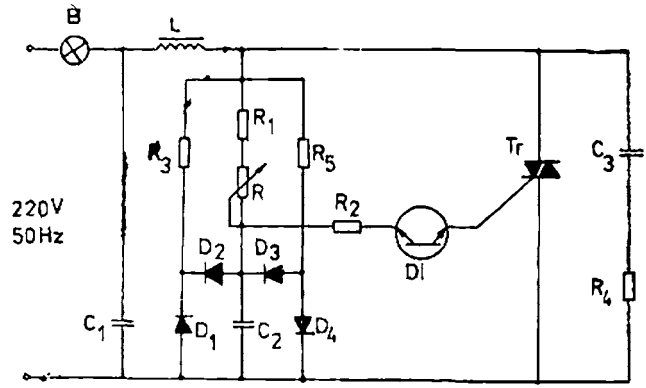


Fig. 5.44. Variator cu triac, avînd efectul de histereză neglijabil.

de alimentare. Dioda D_1 rămîne în conducție, dar nu influențează circuitul de încărcare al condensatorului C_1 prin rezistorul R_1 și potențiometrul R. La atingerea tensiunii de basculare a diacului condensatorul furnizează un impuls, de data aceasta negativ, prin care se amorsează triacul, care va conduce în continuare pînă la trecerea prin zero a curentului de sarcină. Pentru noua alternanță pozitivă a tensiunii de alimentare, condensatorul C_1 va fi descărcat prin diodele D_3 și D_4, după care fenomenele se repetă. Deci, încărcarea condensatorului C_1 se face practic de la zero, de fiecare dată, fapt care conduce la reducerea efectului de histereză.

O schemă de variator care folosește ca element de reglare un triac a cărui comandă este făcută cu un montaj cu tranzistoare T_1, T_2, T_3, T_4 este prezentată în figura 5.45. Circuitul C_2, R_4 din figura 5.45 cu alte notații în schemele anterioare, trebuie astfel dimensionat încît tensiunea inversă maximă pe triac U_{Tmax} să fie mai mică decît valoarea maximă a tensiunii inverse repetitive U_{RRM} dată în catalog.

C. Variatoare cu controlul reversibil al fazei

Spre deosebire de variatoarele convenționale, intrarea în conducție a unui tiristor nu este întîrziată într-o semiperioadă a curentului alternativ, ci apare imediat urmărind trecerea prin zero a curentului. După o întîrziere corespunzătoare, tiristorul este blocat de către circuitul de comutație forțată. În acest mod este posibilă scoaterea filtrului inductiv din construcția variatorului. În locul acestuia, variatorul cu controlul reversibil al fazei folosește o capa-

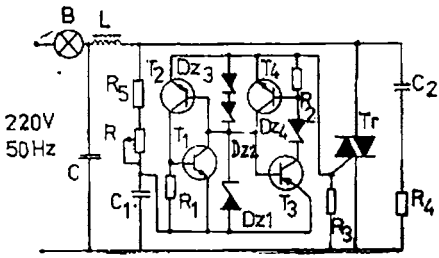
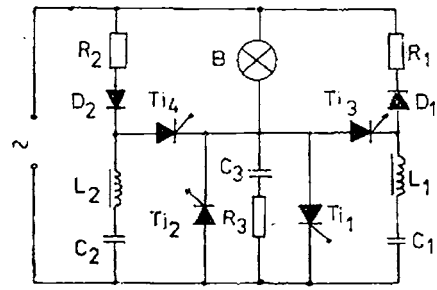
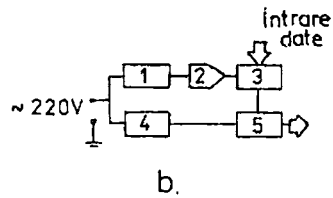


Fig. 5.45. Variator cu triac și comanda cu tranzistoare.



a.



b.

Fig. 5.46. Variator cu control reversibil al fazei :

a — schema electrică ; b — schema bloc ; 1 — formator de impulsuri ; 2 — convertor analog numeric, tensiune-frecvență ; 3 — numărător ; 4 — detector de trecere prin zero a tensiunii rețelei ; 5 — circuit de comandă pentru T_{i1} și T_{i2}.

citate de valoare redusă în paralel cu redresorul comandat principal (T_{i1} și T_{i2}). Capacitatea limitează viteza de trecere a curentului prin lampă după ce redresorul comandat a fost deconectat și filtrează puterea de ieșire la fel ca și filtrul inductiv-capacitiv și variatoarele obișnuite, dar fără dezavantajele inerente acestora, figura 5.46. Circuitul de putere al variatorului reversibil al fazei constă din tiristoarele T_{i1} și T_{i2} conectate în antiparalel ; filtrul format din C_3 și R_3 ; două bucle de comutație formate din T_{i3}, L_1, C_1 și T_{i4}, L_2, C_2.

Funcționarea variatorului de flux luminos cu control reversibil al fazei în semiperioada negativă și pozitivă este identică. Tiristoarele T_{i1} și T_{i2} sînt aduse în conducție la trecerea prin zero a tensiunii și apoi întrerupte într-un punct al semiperioadei. Comutația este realizată prin aplicarea unei tensiuni inverse pe T_{i1} și T_{i2}.

Energia pentru comutație forțată este stocată într-un condensator care este încărcat printr-o rezistență și o diodă, la tensiunea corespunzătoare în timpul semiperioadei precedente. Rolul elementelor LC în bucla de comutație este de a furniza un impuls de curent, care depășește curentul de sarcină pe durata intervalului de comutație.

Variatorul cu controlul reversibil al fazei poate funcționa fără reacție inversă într-o schemă cu buclă deschisă, care combină tehnici digitale și analogice. Circuitul de comandă transformă tensiunea de alimentare în impulsuri dreptunghiulare cu ajutorul unui convertor. Semnalul obținut este aplicat apoi pe convertorul tensiune-frecvență, a cărui ieșire comandă un numărător pozițional. La fiecare trecere prin zero, numărătorul este încărcat cu o informație de 8 biți, reprezentînd puterea care se transmite lămpii B.

Reglarea tensiunii de către circuitul analizat se realizează în felul următor: dacă, de exemplu, tensiunea de alimentare scade, semnalul la ieșirea convertorului tensiune-frecvență scade. Frecvența mai scăzută necesită un timp mai lung pentru numărător ca să ajungă valoarea prescrisă, ceea ce întîrzie comutația și permite să rămînă mai mult timp conectată. Deci, perioada de comutație a T_{t1} și T_{t2} se schimbă odată cu variațiile tensiunii de alimentare, pentru a menține constantă puterea de ieșire la lampă.

La aceeași tensiune, variatorul de flux luminos cu controlul reversibil al fazei menține puterea constantă prin lampă la variații mai mari ale tensiunii de alimentare decît la variatoarele cu controlul convențional al fazei. Îmbunătățirea reglării se datorează și eliminării filtrului inductiv, pe care pierderea de tensiune este de aproximativ 4—6 V. De asemenea, variatoarele cu controlul reversibil al fazei răspund la modificarea tensiunii de alimentare sau a nivelului prescris mai repede cu cel puțin o semiperioadă decît variatoarele clasice.

D. Variator de flux luminos cu senzor

O nouă categorie de variatoare sînt cele cu senzori [5.39]. La o scurtă atingere a senzorului, lampa B va fi conectată sau deconectată în funcție de starea anterioară, figura 5.47. Dacă atingerea părții sensibile va fi mai îndelungată, fluxul luminos emis de lampă va fi modificat în mod continuu. O perioadă întreagă stins—aprins —stins durează aproximativ 7 secunde și se va schimba atîta timp cît atingem senzorul. La stingere (atingere scurtă), luminozitatea aleasă va fi memorată și la o nouă conectare luminozitatea va reveni la valoarea anterioară.

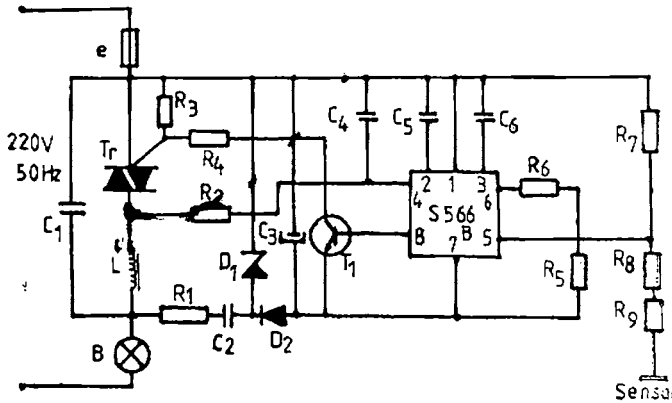


Fig. 5.47. Variator de flux luminos cu senzor.

E. Comutator electronic cu senzor

Sistemele de comutație clasică sînt de asemenea concurate de circuitele cu triac. Ele se pot aplica în toate situațiile unde trebuie conectate anumite aparate la rețea, pentru perioade de timp limitate (sub 5 min $\pm 10\%$). O aplicație importantă este aceea a iluminatului scărilor în blocuri de locuințe în montaj cu sau fără variator de iluminare [5.20, 5.39]. Circuitul integrat U 221 B conține un amplificator pentru senzor și diacul pentru comanda triacului, figura 5.48. De asemenea, mai conține și un circuit monostabil, care

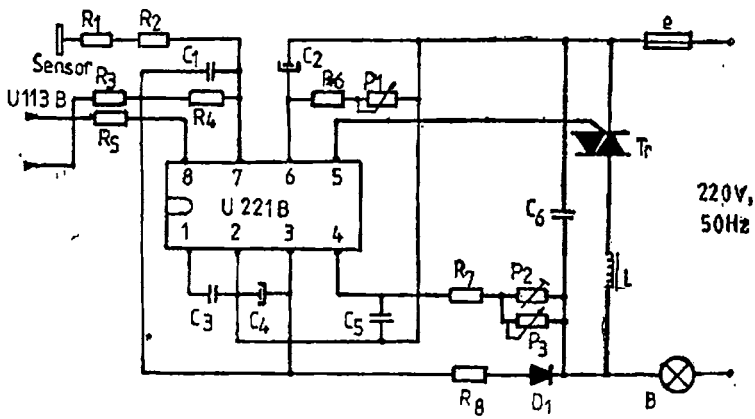


Fig. 5.48. Comutator cu senzor.

la atingerea senzorului trece în starea instabilă. Deconectarea circuitului de sarcină se face în momentul în care circuitul monostabil revine în starea stabilă. Menținerea în starea instabilă a circuitului monostabil poate fi controlată printr-un circuit *RC*.

5.2.2.2. VARIATOARE DE FLUX LUMINOS PENTRU LAMPI FLUORESCENTE CU VAPORI DE Hg LA JOASĂ PRESIUNE

A. S-au elaborat scheme de variatoare de tensiune de curent alternativ, care permit ca tensiunea de alimentare a tuburilor fluorescente să se prezinte sub forma unor impulsuri dreptunghiulare. Amplitudinea pulsurilor de tensiune este astfel aleasă încît asigură amorsarea și menținerea descărcării electrice din lampă. Fluxul luminos emis este în funcție de durata t_0, reglabilă, a impulsului de tensiune, figura 5.49.

Schema se pretează pentru alimentarea unui grup de lămpi fluorescente, la puteri de ordinul kW. Puntea redresoare trifazată este formată din diode de siliciu *D*. Tiristoarele T_{i1}, T_{i2} devin conductoare în mod succesiv, rezultînd sensuri diferite de circulație a curentului prin înfășurarea primară a transformatorului *m*2, ceea ce conduce la schimbarea succesivă a polarității tensiunii cu care se alimentează tuburile fluorescente $TF_{1,2,3}$, avînd balasturile $L_{1,2,3}$. Deschiderea și blocarea succesivă a tiristoarelor T_{i1}, T_{i2} este provocată de funcționarea tiristorului auxiliar T_{i3}. Blocul de

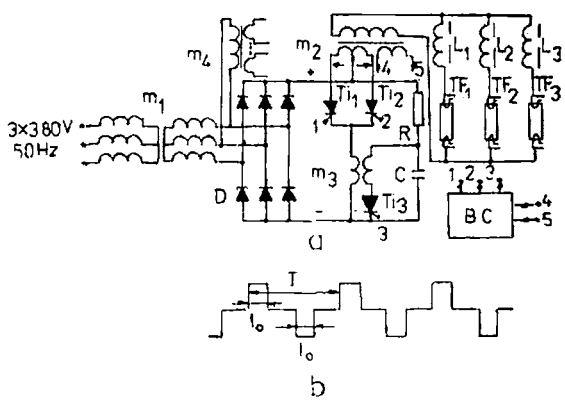


Fig. 5.49. Variator pentru lămpi fluorescente :
a — schema electrică ; b — tensiunea de alimentare a lămpilor.

comandă *BC*, alimentat de la transformatorul *m*2, furnizează, într-o anumită ordine, impulsuri de comandă la tiristoarele T_{t1}, T_{t2}, T_{t3} realizînd modificarea duratei t_0 și deci fluxului luminos emis. Se trimit impulsuri de comandă la T_{t1} și apoi T_{t3}, acestea intră în conducție. Condensatorul *C* se descarcă peste înfășurarea primară a transformatorului *m*3. Rezultă un impuls de curent în circuitul tiristorului T_{t1} care se blochează. Urmează o perioadă de repaus, în care condensatorul se reîncarcă. Se trimit impulsuri de comandă la T_{t2} și apoi la T_{t3}. În continuare, tiristorul T_{t2} va avea o comportare identică cu cea prezentată pentru T_{t1}. Transformatorul *m*1 alimentează și filamentele lămpilor [5.32].

B. Într-o concepție tehnică nouă se prezintă schema variatorului din figura 5.50, care permite modificarea continuă a fluxului luminos emis de tuburile fluorescente. Reține atenția că, în raport cu alte montaje cunoscute din literatura de specialitate, *s-au*

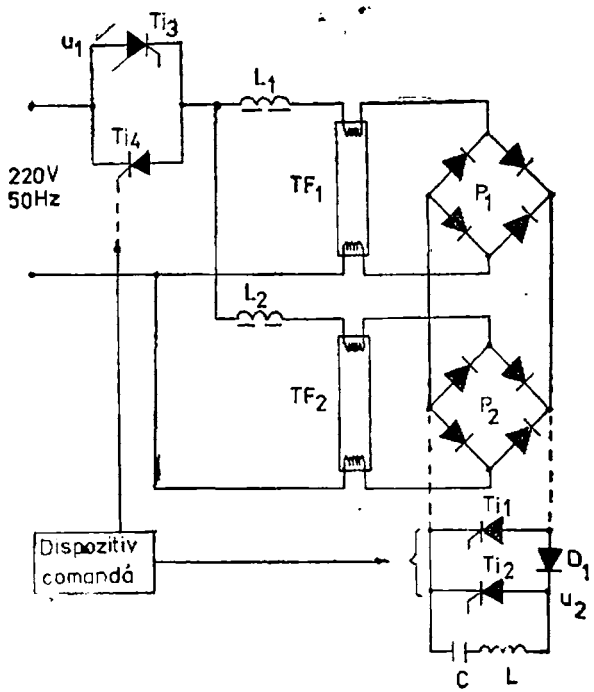


Fig. 5.50. Variator pentru lămpi fluorescente în montaj fără transformatoare de încălzire ale electrozilor lămpilor.

eliminat transformatoarele de încălzire ale electrozilor lămpilor fluorescente, ceea ce constituie un important avantaj tehnico-economic. În paralel cu tuburile fluorescente TF_1, TF_2 este prevăzut un întreruptor electronic u_2. Din schema variatorului rezultă că comanda este de tip paralel. Modificarea fluxului luminos al tuburilor fluorescente se realizează prin modificarea continuă a duratei relative de închidere a întreruptorului electronic u_2. Funcționarea independentă a fiecărei lămpi este realizată de către punțile de diode P_1, P_2. Întreruptorul u_2, în structura căruia intervin tiristoarele T_{t1}, T_{t2}, servește atît pentru modificarea fluxului luminos al lămpilor, cît și pentru modificarea curentului de încălzire al filamentelor. T_{t1} este tiristorul principal, T_{t2} – tiristorul de stingere, D_1 — dioda de blocare, C și L — capacitatea și inductivitatea de stingere. În serie cu ansamblul de lămpi este prevăzut un element de comandă serie u_1, în structura căruia intervin tiristoarele T_{t3}, T_{t4}, legate în antiparalel, cu rol de a menține constantă puterea de încălzire a filamentelor în tot domeniul de modificare a fluxului. Tiristoarele din structura echipamentelor u_1 și u_2 se aleg în funcție de numărul maxim al tuburilor fluorescente care se alimentează. Întreruptorul paralel u_2 se închide și se deschide sincron cu tensiunea rețelei de alimentare, astfel că frecvența lui de lucru este un multiplu par al frecvenței rețelei, fiind mai favorabile frecvențe de două sau patru ori mai mari decît frecvența rețelei [5.13].

BIBLIOGRAFIE

Capitolul 1

1.1. Balaurescu, D., Eremia, M. *Îmbunătățirea factorului de putere.* București, Editura tehnică, 1981.

1.2. Comșa, D., Darie, S., Maier, V., Chindriș, M. *Protectarea instalațiilor electrice industriale.* București, Editura didactică și pedagogică, 1979.

1.3. Dinculescu, P. *Instalații și echipamente electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1981.

1.4. Liciu, N. *Dezvoltarea bazei energetice, componentă esențială a strategiei economice.* Revista economică, București, nr. 51, 1982, p.4.

1.5. Miclescu, Th., Iacobescu, Gh., Iordănescu, I., Gîrlișteanu, E., Tenovici, R. *Utilizarea energiei electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1980.

1.6. Mereuță, C., *Măsuri practice generale pentru economisirea energiei electrice în industrie.* București, Editura tehnică, 1975.

1.7. Micu, E. *Utilizări ale energiei electrice în industrie și transporturi.* București, Editura didactică și pedagogică, 1975.

1.8. Nitu, V., Pantellmon, L., Ionescu, C. *Energetică generală și conversia energiei.* București, Editura didactică și pedagogică, 1980.

1.9. Nitu, V. *Economia energeticii.* Vol. I și II, București, Editura tehnică, 1981.

1.10. Philippow, E. *Taschenbuch Elektrotechnik*, Band 2, *Starkstromtechnik.* Berlin, VEB Verlag Technik, 1966.

1.11. Șora, I. *Utilizarea energiei electrice și mari consumatori.* Timișoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1980.

1.12. Șora, I. *Utilizări ale energiei electrice.* Vol. I și II, Timișoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1972.

1.13. Șora, I. și alții. *Utilizarea energiei electrice. Lucrări de laborator.* Timișoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1982.

Capitolul 2

2.1. Andreev, V. P., Sabinin, Iu. A. *Osnovi elektroprivoda*. Moskva-Leningrad Gosudarstvennoe energheticeskoe izdatelstvo, 1963.

2.2. Braşovan, M. *Acţionări electromecanice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1967.

2.3. Boţan, V. N. *Bazele calculului acţionărilor electrice*. Bucureşti, Editura tehnică, 1970.

2.4. Boţan, V. N. *Reglarea vitezei sistemelor de acţionare*. Bucureşti, Editura tehnică, 1974.

2.5. Bartzer, Şt. *Contribuţii cu privire la alegerea puterii şi verificarea la încălzire a maşinilor electrice*. Lucrare de doctorat. Timişoara, Institutul politehnic „Traian Vuia", 1975.

2.6. Boranglu, Th. şi alţii. *Structuri moderne de conducere automată a maşinilor-unelte*. Bucureşti, Editura tehnică, 1982.

2.7. Chilikin, M. *Electric Drive*. Moskow, Mir Publishere, 1970.

2.8. Dordea, T. *Maşini electrice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1978.

2.9. Fransua, Al., Măgureanu, R., Cîmpeanu, A., Condruc, M., Tocaci, M. *Maşini şi sisteme de acţionări electrice*. Bucureşti, Editura tehnică, 1978.

2.10. Ionel, I. *Acţionarea electrică a turbomaşinilor*. Bucureşti, Editura tehnică, 1980.

2.11. Kelemen, A. *Acţionări electrice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1979.

2.12. Kümmel, Fr. *Elektrische Antriebstechnik*. Springer Verlag, Berlin, 1971.

2.13. Novac, I. şi alţii. *Maşini şi acţionări electrice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1982.

2.14. Saal, C., Szabo, W. *Sisteme de acţionare electrică. Determinarea parametrilor de funcţionare*. Bucureşti, Editura tehnică, 1981.

2.15. Saal, C., Frausua Al., Micu, E. *Acţionări electrice şi automatizări*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1980.

2.16. Şora, I. *Determinarea experimentală a caracteristicii cuplului la motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit*. Electrotehnica, Bucureşti, nr. 12, 1957, p. 424.

2.17. Şora, I. *Contribuţii privind etalonarea oscilogramelor obţinute la ridicarea experimentală a caracteristicii cuplului la motoarele asincrone cu rotor în scurtcircuit*. Electrotehnica, Bucureşti, nr. 4, 1958, p. 138.

2.18. Şora, I. *Determinarea pierderilor în maşini electrice prin efectuarea încercării de lansare*. Electrotehnica, Bucureşti, nr. 11, 1962, p. 408.

2.19. Şora, I. *Ventilaţia motoarelor asincrone închise corespunzătoare gamei de puteri 0,6—100 kW*. Electrotehnica, Bucureşti, nr. 4, 1964, p. 121.

2.20. Şora, I. *Determinarea momentului de inerţie al rotoarelor maşinilor electrice prin efectuarea încercării de lansare*. Lucrările ICPE Bucureşti, nr. 18, 1967, p. 121.

2.21. Şora, I. *Zur ermittlung der Streureaktanzen von Drehstromasynchron motoren mit Schleifringläufern*. Elektrotechnische Zeitschrift, Bd. 90, H. 23, 1969, p. 610.

2.22. Şora, I. *Metod opredelenia momenta inerţii rotorov elektriceskih maşini ispitanie na zamedlenie*. Elektrotehnika—U.R.S.S., 1971, nr. 7, p. 38.

2.23. Şora, I. *Determinarea pe cale experimentală a unor parametri ai maşinii de curent continuu*. Electrotehnica, Bucureşti, nr. 12, 1971, p. 441.

2.24. Schönfeld, R. *Regelung elektrischer Antriebe mit Mikrorechnerreglern*. Elektrik, Berlin, nr. 35, 1981, H. 10, p. 508.

2.25. Şora I. *Acţionări electrice şi automatizări*. Timişoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1978.

2.26. Şora, I. *Micromotorul cu poli ecranaţi*. Bucureşti, Editura tehnică, 1979.
2.27. Şora, I. *Contributions to the experimental determination of certain parameters of electric drives*. The second National Conference on Electrical Drives, Cluj-Napoca, 1980, p. A-5.
2.28. Şora, I. *About electric drive of electric factory trucks using voltage steps from a storage battery*. The Third National Conference on Electrical Drives, Braşov, 1982, p. A-23.
2.29. Tunsoiu, Gh., Seracin, E., Saal, C. *Acţionări electrice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1982.

Capitolul 3

3.1. Avatkov, A. S. *Elektrovozi i motornie vagoni peremennogo toka*. Maşgiz. Moskva, 1973.
3.2. Cantemir, L. Oprişor, M. *Tracţiune electrică*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1971.
3.3. Condacse, N. *Locomotive şi trenuri electrice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1980.
3.4. Efremov, I.S., Kosarev, G. ş.a. *O primenenii recuperationovo tormojenia na poezdah metropolitena s tiristornim regulirovaniem. Elektrotehnika* — U.R.S.S., 1974, nr. 8, p.1.
3.5. Göltz, G., Gumbrecht, P. *Wirkungsweise neuartiger Pulsstromrichter*. Elektrotechnische Zeitschrift, Bd. 98, 1977, nr. 5. p. 346.
3.6. Mikloşi, C., Şora, C. *Tracţiunea electrică*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1961.
3.7. Negreanu, A. *Locomotive şi trenuri electrice*. Vol. I şi II, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", Timişoara 1979.
3.8. Popovici, D. *Calculul energiei recuperate la frînarea vehiculelor autonome comandate în impulsuri*. EEA-Electrotehnica, nr. 5, 1978, p. 170.
3.9. Popovici, D. *Probleme specifice ale recuperării energiei prin frînare la vehicule urbane comandate în impulsuri*. Revista transporturilor şi telecomunicaţiilor, nr. 2, 1980, p. 99.
3.10. Popovici, D. *Frînarea recuperativă cu variatoare de tensiune continuă la maşinile de curent continuu*. Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia", Timişoara, 1980,
3.11. Sachs, K., *Elektrische Triebfahrzeuge*, Bd. 1, 2, 3, Springer-Verlag, Wien, New York, 1973.
3.12. Văzdăuţeanu, V. *Tracţiunea electrică*. Vol. I şi II, Litografia Institutului politehnic Timişoara, 1968.
3.13. Văzdăuţeanu, V. *Eficienţa frînării prin recuperare de energie în tracţiunea electrică*. Bul. ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic, Timişoara, Tom. 10 (24), 1965.
3.14. Văzdăuţeanu, V., *Improvement of bracke conditions by power retrieving in electric traction with d.c. supply*. Bul. ştiinţific şi tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia", Timişoara, Tom. 21 (35), 1976.
3.15. Văzdăuţeanu, V. *Criterii de realizare a vehiculelor de transport în comun cu tracţiune electrică cu tiristoare*. Preprint, Instit. de cercetări şi proiectări Electroputere, Craiova, 1978.
3.16. Wagner, R. *Möglichkeiten der Nutzbremsung von Gleichstromtriebfahrzeugen*. Siemens Zeitschrift, 1972, nr. 8, p. 692.
3.17. Wagner, R. *Thyristortechnik fur Gleichstrombahnen*. Siemens Zeitschrift, 1974, nr. 10, p. 780.

3.18. Yinzenji, T. *Thyristor chopper controller for Suburban Railcars.* Toshiba Review, Nr. 5, 1974, p. 1—8.
3.19. * * * *Drive equipement with three-phase traction motors.* AEG Prospect, 1978.

Capitolul 4

4.1. Altgauzen, A.P., Smeleanski, M.I., Sevțov, M.S. *Instalații electrotermice industriale* (traducere din lb. rusă). București, Editura tehnică, 1975.
4.2. Boarnă, C., Dehelean, D., Arjoca, T. *Procedee neconvenționale de sudare.* Timișoara, Editura Facla, 1980.
4.3. Benkovsky, G. *Induktionserwärmung.* Berlin, VEB Verlag Tehnik, 1965.
4.4. Centea, O. *Electrotermie și sudare electrică.* Vol. I, Litografia Institutului politehnic, Timișoara, 1959.
4.5. Centea, O., Micloși, V. *Mașini și aparate pentru sudarea electrică.* București, Editura tehnică, 1967.
4.6. Comșa, D. *Utilizările energiei electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1973.
4.7. Comșa, D., Pantelimon, L. *Electrotermie.* București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
4.8. Farbman, S.A., Kolobnev, I.F. *Induktionnie peci dlia plavki metallov i splavov.* Moskva, Metallurgia, 1968.
4.9. Fomin, N.I., Zatulevskii, L.M. *Elektriceskie peci i ustanovski inductionnogo nagreva.* Metallurghia, Moskva, 1979.
4.10. Frank, W.E. *Apptyng the induction heating statte fregvency converter.* Westinghouse electric corporation, Report, 1981.
4.11. Kegel, K. *Elektrowärme. Theorie und Praxis.* Essen, Verlag W. Girardet, 1974.
4.12. Lauster, F. *Elektrowärmetechnik.* Stuttgart, B.C. Teubner Verlaggeselschaft, 1964.
4.1.3 La Toison, M. *Infrarouge et applications thermiques.* Paris, Eyrolles, 1964.
4.14. Markov, I.A. *Elektriceskie țepi dugovih elektropecinih ustanovok.* Moskva—Leningrad, Gosenergoizdat, 1963.
4.15. Mikloși, C., *Sudarea metalelor.* București, Editura tehnică, 1965.
4.16. Nekrasova, N.M., Kațevici, L.S., Evtinkova, I.P., *Instalații electrotermice industriale* (traducere din lb. rusă). București, Editura tehnică 1963.
4.17. Prisăcaru V., Ponomarev, B., *Radiații infraroșii și aplicații industriale.* București, Editura tehnică, 1972.
4.18. Saimac, A., Roșu, E., Gostian, C. *Utilizarea energiei electrice în metalurgie.* București, Editura didactică și pedagogică, 1980.
4.19. Sălăgean, T., Vas, Al., Popovits, D. *Plasma termică pentru tăierea, sudarea și acoperirea metalelor.* București, Editura Academiei R.S. România, 1969.
4.20. Sluhoțkii, A.E., Riskin, S.E. *Inductoare pentru încălzirea electrică* (traducere din lb. rusă). București, Editura tehnică, 1982.
4.21. Sălăgean, T. *Sudarea cu arcul electric.* Timișoara, Editura Facla, 1977.
4.22 Șora, I., *Utilizarea energiei electrice și mari consumatori.* Timișoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1980.
4.23. Văzdăuțeanu, V. *Utilizările energiei electrice.* București, Editura didactică și pedagogică, 1968.
4.24. Văzdăuțeanu, V. *Electrotermie.* Timișoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1978.
4.25. Văzdăuțeanu, V. *Cercetări privind realizarea tehnologiilor de îmbinări prin lipire cu încălzire prin inducție.* Conferința Națională de Electrotehnică și Electroenergetică, Timișoara, Vol. 7, 1982.

4.26. Văzdăuţeanu, V. *Electrotermie*. Manuscris pentru Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti.
4.27. Vaş, A., Joni, N., Chevereşan, T., Zăvulan, G., Berinde, V. *Aplicaţiile industriale ale plasmei termice*. Timişoara, Editura Facla, 1979.

Capitolul 5

5.1. Băilescu, A., Savopol, D. *Iluminatul electric-îndreptar*. Bucureşti, Editura tehnică, 1969.
5.2. Bärziger—Meier, W. *Regelung von Gasentladungslampen*. Licht. 1, 1980, p.29.
5.3. Beloţerkovskii, V.M. *Regulirovanie svetovogo potoka luminiscentnih lamp s primeneniia tiristorov*. Svetotehnika, 1970, 12, p.14.
5.4. Bălteanu, Şt. *Probleme speciale ale utilizării energiei electrice*. Timişoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1977.
5.5. Bianchi, C., Centea, O., Duminicatu, M., Ioniţă, G., Ionescu, C., Militaru, P., Mira, N. *Protectarea instalaţiilor de iluminat electrice*. Bucureşti, Editura tehnică, 1981.
5.6. Burkhart, R.M., Ostrodka, D.I.. *Reverse Phase—Controlled Dimmer for Incandescent Lighting*. IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA—15, Sept./Oct. 1979, p. 579.
5.7. Constantin, P., Tebeanu, T., Vulcan, I. *Regulator programat cu tiristoare pentru aprinderea şi stingerea continuă a becurilor electrice*. EEA, Bucureşti, 1975, 1.
5.8. Constantin, P., Tebeanu, T. *Instalaţie electronică pentru comanda programată a surselor de lumină*. EEA, Bucureşti, 1975, 4.
5.9. Dinculescu, P., Şora, I., Comşa, D., Stoian, P. *Utilizări şi instalaţii electrice*. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1983.
5.10. Dinculescu, P. *Tendinţe actuale în evoluţia surselor de lumină în contextul politicii de economisire a energiei electrice*. Volumul Sesiunii de comunicări tehnico-ştiinţifice, ELBA, Timişoara, 1977.
5.11. Epaneşnikov, M.M. *Elektriceskoe osvesecenie*. Moskva—Leningrad, Gosenergoizdat, 1962.
5.12. Gheorghiu, N., Militaru, P. *Teoria şi practica iluminatului electric*. Bucureşti, Editura tehnică, 1970.
5.13. Gustav, L. *Ein neues Verfahren zur Leichtsteuerung von Leuchtstofflampen*, Lichttechnik, 8, 1974, p. 343.
5.14. Iansen, I. *Technique de l'éclairage*, tome I., *Bases générales*, tome II, *Eclairage intérieur*, tome III, *Eclairage extérieur*. Paris, Dunod, 1956.
5.15. Iordache, M. *Construcţia şi exploatarea instalaţiilor de iluminat public*. Bucureşti, Editura tehnică, 1977.
5.16. Ioanovici, C., Macrin, Gh. *Lămpi cu vapori de sodiu de înaltă presiune*, EEA, Bucureşti, 8, 1979, p. 219.
5.17. Ioanovici, C. *Noi posibilităţi de reducere a consumurilor de energie electrică şi materiale. Îmbunătăţirea calităţii produselor în domeniul surselor de lumină*. EEA, Bucureşti, 4, 1979, p. 140.
5.18. Ioanovici, C., Dornbach, E., Boboc, E. *Consideraţii pentru alegerea unei soluţii optime la dimensionarea fabricaţiei de balasturi pentru lămpi fluorescente*. EEA, Bucureşti, 2, 1980, p. 66.
5.19. Meşkov, V.V., Epaneşnikov, M.M. *Osvetitelnie ustanovki*. Moskva, Energhia, 1972.
5.20. Nutz, K.P. *Elektronisches Schalten und Regeln in der Beleuchtungstechnik*, Lichttechnik, 10, 1978, p. 435.

5.21. Pantelimon, L., Comșa, D., Dinculescu, P., Crăciunescu, A., Chindriș, M. *Utilizarea energiei electrice și instalații electrice. Probleme.* București, Editura didactică și pedagogică, 1980.
5.22. Pușcașu, S. *Contribuții la studiul comportării tuburilor fluorescente în regim de alimentare cu tensiuni cu frecvență ridicată.* Lucrare de doctorat, Timișoara, Institutul politehnic, 1970.
5.23. Pop, F. *Iluminatul electric fluorescent integral.* EEA, București, 8, 1979, p. 352.
5.24. Pop, F. și alții. *Asupra utilizării căldurii dezvoltate în instalația de iluminat electric fluorescent pentru încălzirea cu aer cald a încăperilor.* Vol. 7, p. 113, Conferința Națională de electrotehnică și electroenergetică, Timișoara, 1982.
5.25. Rajchert, F., Sitnik, A., Stepien, I. *A tirisztorok kapcsolástechnikája.* Müszaki Könyvkiadó, Budapest, 1980.
5.26. Rozental, E.S. *Svetoregulatori dlia lamp nakalivania.* Svetotehnika, 4, 1972, p. 15.
5.27. Smulders, H.A.G.S. *Electronics in Lamp Circuit.* Lighting Research and Technology, Vol. 9, no. 2, 1977.
5.28. Șora, I. *Instalații electrice de lumină și forță. Electrotermie.* Timișoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1973.
5.29. Șora, I., Balaci, I. *Studiul experimental al modificării fluxului luminos emis de lămpile fluorescente tubulare de uz general.* Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia", Timișoara, Seria Electrotehnică, Tom. 18 (32), 1973, p. 111.
5.30. Șora, I. *Probleme tehnice actuale ale sistemelor de iluminat electric.* Buletinul științific și tehnic al Institutului politehnic „Traian Vuia", Timișoara, Seria electrotehnică, Tom. 25 (39), 1980, p. 87.
5.31. Șora, I. *Optimizarea performanțelor sistemelor de iluminat electric.* Vol. ELBA, Timișoara, 1981.
5.32. Șora, I., Colța, V., Balaci, I. *Considerații teoretice și experimentale privind variatoarele de iluminare.* Vol. 7, p. 127, Conferința Națională de electrotehnică și electroenergetică, Timișoara, 1982.
5.33. Șora, I., Colța, V. *Iluminat electric și instalații electrice interioare.* Timișoara, Litografia Institutului politehnic „Traian Vuia", 1983.
5.34. * * * *Energieeinsparung durch Automatisch Kontinuirliche Beleuchtungsregelung.* Licht, 12, 1979, p. 510.
5.35. * * * *Lighting Handbook.* Fifth Edition, NewYork, Published by the Illuminating Engineering Society, 1972.
5.36. * * * *Per una migliore e pol economica utilizzazione dell' energia-Illuminazione dei negozi e degli ufficl*, Milano — Italia, Martie 1977.
5.37. * * * *Catalog MAZDA* — 1976, Lighting Dimmers, p. 212.
5.38. * * * *Siemens — Design Examples*, 1979, p. 119.
5.39. * * * *Katalog Oppermann electronic* — 1979, p. 32, 1980, p. 40, 1981, p. 77.
5.40. * * * *AEG — Leistungshalbleiter, Technische Mitteilungen* 6, Lichtsteuerung, p. 3.

CUPRINS

Prefață 5

1. PROBLEME FUNDAMENTALE PRIVIND UTILIZAREA RAȚIONALĂ A ENERGIEI ELECTRICE 7

1.1. Probleme generale de reducere a consumului specific de energie 7

1.1.1. Unele noțiuni și definiții privind energia ... 7

1.1.2. Forme de energie primară, transformări și posibilități de alimentare cu energie a consumatorilor 9

1.1.3. Probleme energetice ale etapei actuale 13

1.1.4. Sporirea eficienței în utilizarea energiei ... 24

1.1.5. Elemente specifice ale instalațiilor electrice de utilizare din industrie și tracțiune 29

1.1.5.1. Elemente ale sistemului energetic și electroenergetic 29

1.1.5.2. Sarcini electrice. Curbe de sarcină. Indicatori 31

1.1.5.3. Aplatizarea curbei de sarcină. Reducerea consumului specific de energie electrică 37

1.1.5.4. Simetrizarea încărcării fazelor rețelei trifazate în cazul sarcinilor monofazate 39

1.1.5.5. Particularități ale instalațiilor de tracțiune electrică 41

1.1.5.6. Întoarcerea curentului la substațiile de tracțiune 49

1.2. Economia de energie electrică și factorul de putere 57

1.2.1. Factorul de putere 57

1.2.2. Cauzele și efectele circulației de putere reactivă 59
1.2.2.1. Cauze 59
1.2.2.2. Efecte 63
1.2.3. Soluții pentru reducerea consumului și circulației neraționale de putere reactivă 66
1.2.3.1. Măsuri tehnico-organizatorice 67
1.2.3.2. Îmbunătățirea factorului de putere prin mijloace specializate 75
1.2.4. Instalații pentru reducerea regimului deformant 87
1.2.4.1. Cauzele și efectele regimului deformant 87
1.2.4.2. Măsuri pentru atenuarea regimului deformant 90

2. ELEMENTE FUNDAMENTALE ALE SISTEMELOR MODERNE DE ACȚIONARE ELECTRICĂ 93

2.1. Optimizarea alegerii mașinii electrice de acționare 93
2.1.1. Ecuația mișcării pentru sisteme de acționare electrică 93
2.1.2. Criterii de alegere a mașinii electrice de acționare 104
2.1.3. Exemple privind alegerea puterii mașinii electrice de acționare din punct de vedere al verificării la încălzire 107
2.1.4. Reducerea consumului specific de energie electrică la motoarele de acționare 114
2.2. Sisteme economice nereglabile și reglabile de acționare electrică 118
2.2.1. Acționări electrice cu mașini de curent continuu și mutatoare alimentate de la rețeaua de curent alternativ 119
2.2.1.1. Instalație monofazată cu redresarea unei alternanțe 119
2.2.1.2. Instalație trifazată cu redresarea unei alternanțe 122
2.2.1.3. Scheme de acționări electrice în montaje cu mutatoare bidirecționale care permit funcționarea în patru cadrane 124
2.2.2. Acționări electrice cu mașini de curent continuu alimentate prin variatoare de tensiune continuă 130

2.2.3. Acționări electrice cu mașini de curent continuu alimentate cu trepte de tensiune 135
2.2.4. Acționări cu mașini asincrone trifazate și mutatoare 140
2.2.4.1. Modificarea turației motorului asincron trifazat prin varierea tensiunii de alimentare 140
2.2.4.2. Modificarea turației motorului asincron trifazat prin varierea frecvenței tensiunii de alimentare 144
2.2.5. Instalații cu mutatoare pentru recuperarea energiei de alunecare la motorul asincron trifazat cu inele 148
2.2.6. Modificarea turației motorului sincron prin varierea frecvenței tensiunii de alimentare ... 152
2.2.7. Elemente de acționări electrice cu comandă numerică 153
2.2.8. Elemente privind energia reactivă și deformantă la sistemele de acționări electrice cu mutatoare 160

3. PROBLEME PRIVIND SISTEMELE MODERNE DE TRACȚIUNE ELECTRICĂ CU LINIE DE CONTACT ... 163

3.1. Echipamente de tracțiune electrică în montaje cu mutatoare 163
3.1.1. Modificarea turației prin tensiunea transformatorului de pe locomotivă 164
3.1.2. Modificarea turației cu redresoare comandate. 167
3.1.3. Parametrii energetici și funcționali ai motorului de curent continuu în montaj cu mutatoare 172
3.1.4. Modificarea turației cu variatorul de tensiune continuă 173
3.1.5. Utilizarea mașinii asincrone trifazate în tracțiunea electrică 178
3.2. Probleme specifice la recuperarea energiei prin frînare la echipamente de tracțiune cu mutatoare ... 180
3.2.1. Recuperarea energiei la echipamente cu redresoare comandate 180
3.2.2. Recuperarea energiei la echipamente cu variatoare de tensiune continuă 182

4. INSTALAŢII ŞI ECHIPAMENTE ELECTROTERMICE INDUSTRIALE 192
4.1. Elemente generale ale instalaţiilor electrotermice 192
4.2. Încălzirea şi sudarea electrică prin rezistenţă ... 201
4.2.1. Cuptoare electrice şi aparate electrotermice cu rezistoare pentru încălzirea indirectă 201
4.2.2. Cuptoare electrice cu radiaţii infraroşii ... 209
4.2.3. Echipamente electrice pentru încălzirea directă şi sudarea electrică prin presiune ... 216
4.3. Încălzirea şi sudarea cu arcul electric 228
4.3.1. Arcul electric în instalaţiile electrotermice ... 228
4.3.2. Cuptoare trifazate cu arc electric pentru elaborarea oţelului 236
4.3.3. Alte utilizări industriale ale arcului electric în instalaţii electrotermice 249
4.3.3.1. Cuptoare cu plasmă 249
4.3.3.2. Sudarea cu arcul electric 252
4.4. Încălzirea cu ajutorul cîmpului electromagnetic variabil 258
4.4.1. Probleme fundamentale ale încălzirii prin inducţie electromagnetică 258
4.4.2. Cuptoare de inducţie 267
4.4.3. Încălzirea la suprafaţă şi în profunzime ... 276
4.4.4. Încălzirea capacitivă şi cu microunde 281
4.5. Cuptoare cu fascicul de electroni 289

5. PROBLEME ALE INSTALAŢIILOR DE ILUMINAT ELECTRIC PENTRU ASIGURAREA UNUI REGIM ECONOMIC DE FUNCŢIONARE 291
5.1. Lămpi electrice şi aparate pentru iluminat 291
5.1.1. Probleme fundamentale privind mărimile fotometrice 291
5.1.2. Lămpi electrice pentru iluminat 299
5.1.2.1. Caracterizarea fotometrică şi colorimetrică a surselor de lumină 299
5.1.2.2. Caracteristici şi performanţe funcţionale ale unor tipuri de lămpi electrice 302
5.1.3. Aparate de iluminat. Caracteristici fotometrice 312
5.2. Probleme tehnice actuale ale instalaţiilor de iluminat electric 316
5.2.1. Utilizarea frecvenţei înalte la alimentarea lămpilor fluorescente 320

5.2.1.1. Influența frecvenței ridicate a tensiunii de alimentare asupra unor performanțe ale lămpilor fluorescente 321
5.2.1.2. Elemente de calcul ale schemelor electrice la aprinderea lămpilor fluorescente cu frecvență înaltă 322
5.2.1.3. Surse de înaltă frecvență pentru alimentarea tuburilor fluorescente 325
5.2.2. Variatoare de flux luminos 328
5.2.2.1. Variatoare de flux luminos pentru lămpi cu incandescență 329
5.2.2.2. Variatoare de flux luminos pentru lămpi fluorescente cu vapori de Hg la joasă presiune 339

6. Bibliografie 342